

测控系统原理与设计

主编 齐永奇





全国高等院校测控技术与仪器专业创新型人才培养规划教材

测控系统原理与设计

主　编　齐永奇

副主编　张　涛　申　杰

参　编　李恒灿　李　玮

　　　　齐雪珍　牛金星

主　审　张全法



内容简介

本书系统深入论述了以微型计算机为核心的测控仪器系统的原理和总体设计思想，并详细介绍了其硬件和软件的设计原理与实现方法。

本书主要内容包括：计算机测控系统绪论；测控通道；主机电路、测控系统接口技术及其数据通信总线技术；测控系统中的软件技术、测量数据处理标度变换、非线性校正、数字滤波；控制算法及PID控制原理及算法；抗干扰技术；虚拟仪器技术；测控系统的设计过程及方法等。

本书可作为高等院校测控技术与仪器、自动化、机电一体化、计算机应用等专业的教材，也可作为广大从事测控技术及仪器应用和开发科研人员的参考用书。

图书在版编目(CIP)数据

测控系统原理与设计/齐永奇主编.—北京：北京大学出版社，2014.7
(全国高等院校测控技术与仪器专业创新型人才培养规划教材)
ISBN 978-7-301-24399-2

Ⅰ.①测…　Ⅱ.①齐…　Ⅲ.①自动检测系统—高等学校—教材　Ⅳ.①TP274

中国版本图书馆CIP数据核字(2014)第134511号

书　　名：测控系统原理与设计
著作责任者：齐永奇　主编
策 划 编 辑：童君鑫　黄红珍
责 任 编 辑：黄红珍
标 准 书 号：ISBN 978-7-301-24399-2/TH·0395
出 版 发 行：北京大学出版社
地　　址：北京市海淀区成府路205号　100871
网　　址：http://www.pup.cn　　新浪官方微博:@北京大学出版社
电 子 信 箱：pup_6@163.com
电　　话：邮购部62752015　发行部62750672　编辑部62750667　出版部62754962
印 刷 者：
经 销 者：新华书店
787毫米×1092毫米　16开本　19.25印张　447千字
2014年7月第1版　2014年7月第1次印刷
定　　价：39.00元

前　　言

人类在工程实践过程中，需要采取各种方法获得反映客观事物的量值，这种操作称为测量或检测；也需要采取各种方法支配或约束某一客观事物的进程结果，达到一定的目的，这种操作称为控制。“测量”和“控制”是人类认识世界和改造世界的两项基本任务，而测控仪器或系统则是人类实现这两项任务的工具和手段。在科学技术高度发达的今天，随着计算机技术和自动控制理论广泛应用于工业生产过程，计算机测控系统已取代常规的模拟检测、调节、显示、记录等仪器设备和人工操作，并具有较高级且复杂的计算方法和处理方法，能够完成各种过程控制、操作管理等任务，所以已经广泛渗透到工业、农业、国防、科学研究等现代社会生活的各个领域，在国民经济中发挥着越来越大的作用。

本书是依据高等学校仪器科学与技术类测控专业本科及研究生的教学要求而编写的，鉴于测控系统原理与设计是测控技术与仪器专业方向的一门专业课，主要涉及计算机测试技术与计算机控制技术两方面的内容，因此，本书特别注重以计算机测控系统的应用技术为主线，从工程实际出发，就测控系统的原理、结构，信号采集，数据处理，控制算法的原理与实现和实际应用技术逐步深入展开。通过本书的学习，学生应掌握运用微型计算机组成测控系统的基本方法，具备计算机测控系统的设计开发能力，为学生毕业后参加工作和科学研究打下必要的基础。

全书共分 9 章。第 1 章为绪论，主要介绍了计算机测控系统的基本组成、功能特点、结构分类、发展过程及发展状况等；第 2 章介绍测控通道，内容包括模拟输入/输出通道、开关量输入/输出通道及数据采集卡等；第 3 章介绍测控系统接口及总线技术，内容包括主机电路、各种测控接口电路的原理与连接方法及通信标准与常用总线技术等；第 4 章介绍计算机测控系统中的软件，内容包括测控系统中软件的作用、组成、功能及中断程序的处理方法等；第 5 章介绍数据分析处理，内容包括标度变换、误差处理及常用的非线性校正算法等；第 6 章介绍计算机控制技术，着重分析了 PID 过程控制的概念、原理、算法的改进，参数整定及工程实现等；第 7 章介绍抗干扰技术，内容包括干扰的种类、耦合方式及软硬件抑制原理、方法和数字滤波技术等；第 8 章介绍虚拟仪器，内容包括虚拟仪器的概念、组成特点、体系结构和软硬件环境，并给出了一些实例；第 9 章介绍微机化测控系统设计及实例，内容包括微机化测控系统设计的要求、过程和方案选择的依据，硬件和软件设计及其常用调试方法，最后结合实例进行了具体分析阐述。

从知识上来讲，计算机测控技术涉及的学科及理论很广泛；从发展上来讲，计算机测控技术涉及的硬件、软件知识在不断更新、进步。一名讲授计算机测控技术的教师，不仅要有广泛的理论知识、丰富的实践经验，更要紧跟时代发展的步伐。因此，从事该专业一线教学的教师要教好这门课程的确是非常不容易的；同时，学生要学好计算机测控技术这门课程也是非常不容易的。应该说，大多数学生一开始是抱着非常向往、非常感兴趣的心态来学习这门课程的，因为它是新兴学科、前沿学科，具有很高的重要性和实用性；但在学习的过程中学生们往往感到吃力，以致逐渐丧失学习兴趣，因为课程知识的综合性、理

论性太强，学习的难度太大；课程学习完后，学生们会感到迷茫，因为他们不知道怎样用学到的知识去完成一个实际的计算机测控系统，学习的效果往往不尽如人意。

基于上述问题，作为长期从事测控专业教学、科研和社会实践的一线教师，为了更好地满足测控专业发展的需要，根据测控技术与仪器专业课程大纲要求，以及长期从事本课程一线教学的经验，并结合专业教学和科研的实际情况，我们编写了适合测控技术与仪器专业特色发展的教材。同时参考了大量的相关教材、专著、论文和研究成果，在此，向有关作者表示衷心的感谢。

本书编写分工为：华北水利水电大学齐永奇编写第 5 章(5.1、5.2)和第 6 章，张涛编写第 8、9 章，申杰编写第 3 章，李恒灿编写第 2 章，牛金星编写第 1 章和第 5 章(5.3、5.4)；濮阳职业教育学院李玮编写第 7 章；濮阳市清丰县职业技术学校齐雪珍编写第 4 章。全书由齐永奇统稿并任主编，张涛和申杰任副主编。

本书由郑州大学测控技术与仪器专业的张全法教授审查，并提出了宝贵的修改意见；参与硬件设计、程序调试、资料收集、插图绘制和文字校核工作的人员还有申杰和学生宁可举、张纯良和周亚惠等。华北水利水电大学测控技术与仪器教研室和北京大学出版社为本书提供了大量的技术支持，编者借此机会对他们致以深深的谢意。

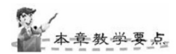
由于编者水平有限，书中难免存在缺点和不足之处，恳请广大读者批评指正。

编　者

2014 年 2 月

目　　录

第1章 绪　论



知识要点	掌握程度	相关知识
计算机测控系统产生的历史背景、任务意义	了解计算机测控系统产生的历史背景及任务意义	测控系统的地位与作用； 测控系统的重要意义
微机化测控系统的组成、特点； 微机化测控系统的类型	掌握微机化测控系统的典型结构特点及其相应的软、硬件部分的特点； 掌握微机化测控系统的类型； 掌握网络化测控系统的发展及功能特点	微机化测控系统的硬件组成、软件组成； 集中测控系统； 分布式控制系统； 现场总线控制系统； 网络化测控系统
微机化测控技术的发展历程； 微机化测控技术的发展特点	了解微机化测控技术的发展历程及功能特点	微机化测控技术的发展历程； 微机化测控技术的发展特点

导入案例

专家交会对接任务测控通信系统面临四项挑战

新华社北京11月2日电(记者田兆运、黎云)在我国首次空间交会对接任务中，测控通信系统成为任务执行过程中最引人瞩目的环节。载人航天工程测控通信系统总设计师钱卫平2日详细介绍了测控通信系统面临的挑战：

——飞控事件密集，轨道控制频繁，时间紧，任务重。根据任务计划安排，在交会对接实施的两天时间里，要完成5～6次变轨，这意味着每隔3～5圈，就要进行一次变轨控制。每次控制都必须完成轨道测量、计算、生成控制计划，并将数据注入飞船，然后才能实现控制，这一过程的环节多、工作量大。以往任务中，如果一次控制不到位，还有时间和机会修正，但交会对接任务要求每一次都不能出现差错，这是任务的脆弱性所在。

——任务持续时间长，对设备的稳定性与可靠性提出了严峻考验。以往神舟飞船任务只有3～5天，最多7天就能结束。天宫一号发射到交会对接任务结束，需要持续两个多月。时间的延长，使测控系统的稳定性面临很大挑战。尤其是目前这套系统的地面设备、地面网、协议等很多都是新的。在一些关键弧段，对于遍布全球、多达数千台(套)的测控设备来说，很难保证每个地方都不出问题。

——第24个太阳活动峰年的来临，对测控通信链路和定轨预报精度带来潜在影响。交会对接任务期间，正值第24个太阳活动峰年的来临。据科研机构预测，2011年可能出现个别较大太阳风暴。太阳风暴会使大气密度模型误差增大，对定轨预报精度产生影响，严重时还将导致测控链路中断、电子设备失效。

——交会对接及后续载人航天任务，对测控通信系统如何提高软性实力、发挥最大效能提出了挑战。以载人航天需求为主建设起来的测控通信系统发展到目前这个阶段，从硬件上来说已达到了世界领先水平，没有太大的发展空间，关键考验的是软性实力，比如系统的效率、精度、可靠性和稳定性等，这是载人航天工程及其他重点航天项目今后对测控通信系统提出的最大挑战。

资料来源：http：//chn.chinamil.com.cn/wq/2011-11/02/content_4708809.htm.

1.1 测控系统的概述

1.1.1 测控系统的地位与作用

人类在工程实践过程中，“测量”和“控制”是人类认识世界和改造世界的两项基本任务，而测控仪器或系统则是人类实现这两项任务的工具和手段。其中“测量”是“控制”的基础，是采用各种方法获得反映客观事物或对象的运动属性的各种数据，对数据进行记录并进行必要的处理。科学始于测量，没有测量就没有科学。“控制”是采取各种方法支配或约束某一客观事物或对象的运动过程以达到一定的目的。在科学技术高度发达的

今天，测量与控制已经渗透到工业、农业、国防、科学研究等现代社会生活的各个领域。

计算机测控系统包含的内容十分广泛，按照任务的不同，普遍意义上的控制系统可以分为三大类，即检测系统、控制系统和测控系统。

检测系统：单纯以检测为目的的系统，主要实现数据的采集，又称为数据采集系统。

控制系统：单纯以控制为目的的系统，主要实现对生产过程的控制。

测控系统：测控一体化的系统，即通过对大量数据进行采集、存储、处理和传输，使控制对象实现预期要求的系统。

所谓计算机测控，就是利用传感器将被监控对象中的物理参量(如温度、压力、液位、速度等)转换为电量(如电压、电流)，再将这些代表实际物理参量的电量送入输入装置中转换为计算机可识别的数字量，并且在计算机的显示器中以数字、图形或曲线的方式显示出来，从而使操作人员能够直观而迅速地了解被监控对象的变化过程；除此之外，计算机还可以将采集到的数据存储起来，随时进行分析、统计和显示并制作各种报表。如果还需要对被监控的对象进行控制，则由计算机中的应用软件根据采集到的物理参量的大小和变化情况与工艺要求的设定值进行比较判断，然后在输出装置中输出相应的电信号，推动执行装置(如调节阀、电动机)动作从而完成相应的控制任务。

目前，测控技术广泛应用于各个行业，如炼油、化工、冶金、电力、电子、轻工和纺织等。据悉，宝钢企业有 1/3 的经费用来购置现代化的仪器和自控系统；即使原来可以用土法生产的制酒工业，现在也通过精密的仪器仪表严格控制温度流程来提高产品质量。国外企业，特别是那些先进的国家的企业，更是通过先进的测控技术来提高产品质量。据美国国家标准技术研究院(NIST)的统计，美国为了质量认证和控制、自动化及流程分析，每天大约要完成 2.5 亿个检测。要完成这些检测，需要大量种类繁多的分析和检测仪器。仪器与测试技术已是当代促进生产的一个主流环节。美国商业部国家标准局(NBS)于 20 世纪 90 年代初评估了仪器仪表工业对美国国民经济总产值的影响作用，在提出的调查报告中称：仪器仪表工业总产值只占工业总产值的 4%，但它对国民经济的影响达到 66%。

仪器是一种获取信息的工具，起着不可或缺的信息源的作用。仪器是信息时代的信息获取→处理→传输的链条中的源头技术。如果没有仪器，就不能获取生产、科学、环境和社会等领域中全方位的信息，进入信息时代将是不可能的。钱学森院士在对新技术革命的论述中曾说：“新技术革命的关键技术是信息技术。信息技术由测量技术、计算机技术和通讯技术三部分组成。测量技术则是关键和基础。”从上述可以看出仪器技术是信息的源头技术。仪器工业是信息工业的重要组成部分。

今天，随着计算机技术和信息技术的发展，世界正在从工业化时代进入信息化时代，这个时代的特征是以计算机为核心延伸人的大脑功能，起着扩展人脑力劳动的作用，使人类正在走出机械化的过程，进入以物质手段扩展人的感官神经系统及脑力智力的时代。这时，仪器的作用主要是获取信息，作为智能行动的依据。同时计算机在测控领域中的应用，有力地推动了自动控制技术的发展，扩大了控制技术在工业生产中的应用范围，使大规模的工业生产自动化系统发展到了崭新的阶段。

1.1.2　测控系统的重要意义

传统的测控系统主要由“测控电路”组成，所具备的功能较少，也比较弱。随着计算

机技术的迅速发展，使得传统的测控系统发生了根本性变革，即采用微型计算机作为测控系统的主体和核心，替代传统测控系统的常规电子线路，从而成为新一代的微机化测控系统。由于微型计算机的速度快、精度高、存储容量大、功能强及可编程等特点，将微型计算机引入测控系统中，不仅可以解决传统测控系统不能解决的问题，而且还能简化电路，增加或增强功能，提高测控精度和可靠性，显著增强测控系统的自动化、智能化程度，而且可以缩短系统研制周期，降低成本，易于升级换代等。因此，现代测控系统设计，特别是高精度、高性能、多功能的测控系统，目前已很少有不采用计算机技术的了。完全可以这样说，在当今，没有微处理器的仪器就不能称为仪器，没有微型计算机的测控系统就更不能称其为现代工业测控系统。

计算机技术的引入，为测控系统带来以下新特点和新功能：

（1）自动对零功能：在每次采样前对传感器的输出值自动清零，从而大大降低了因测控系统漂移变化造成的误差。

（2）量程自动切换功能：可根据测量值和控制值的大小改变测量范围和控制范围，在保证测量和控制范围的同时提高分辨率。

（3）多点快速测控功能：可对多种不同参数进行快速测量和控制。

（4）数字滤波功能：利用计算机软件对测量数据进行处理，抑制各种干扰和脉冲信号。

（5）自动修正误差功能：许多传感器和控制器的特性是非线性的，且受环境参数变化的影响比较严重，从而给仪器带来误差。采用计算机技术，可以依靠软件进行在线或离线修正。

（6）数据处理功能：利用计算机技术可以实现传统仪器无法实现的各种复杂的处理和运算功能，如统计分析、检索排序、函数变换、差值近似和频谱分析等。

（7）复杂控制功能：利用计算机技术不仅可以实现经典的 PID 控制，还可以实现各种复杂的控制规律，如自适应控制、模糊控制等。

（8）多媒体功能：利用计算机多媒体技术，可以使仪器具有声、光和语音等功能，增加测控系统的个性或特色。

（9）通信或网络功能：利用计算机的数据通信功能，可以大大增强测控系统的外部接口功能和数据传输功能。采用网络功能的测控系统则将拓展一系列新颖的功能。

（10）自我诊断功能：采用计算机技术后，可对测控系统进行检测，一旦发现故障则立即进行报警，并可显示故障部位或可能的故障原因，对排除故障的方法进行提示。

1.1.3 计算机测控系统的任务

计算机测控系统作为当今工业控制的主流系统，已取代常规的模拟检测、调节、显示、记录等仪器设备和很大部分操作管理的人工职能，并具有较高级且复杂的计算方法和处理方法，以完成各种过程控制、操作管理等任务。

下面以生产过程测控系统为例来说明计算机测控系统的任务，因为它比较集中地体现了计算机测控系统的各种功能。计算机测控系统借助传感器从生产过程中收集信息，对生产过程中的被控对象进行监视并提供控制信号。被收集的信息在不同层次上进行分析计算，得出对生产装置提供的调节量，完成自动控制，或者为生产管理人员、工程师和操作员提供所需要的信息。由此可见，计算机控制系统应当完成下列任务：

1. 检测

生产过程的参数大小是由传感器进行检测的。传感器产生与被测物理量(如温度、压力、流量、液位等)成比例(一般为正比)的电信号。传感器信号在进入计算机系统的接口之前，首先要转换成一种标准形式，通常是把传感器的0～100%量程转换成4～20mA电流或1～5V电压。通常这类信号也被称为模拟量信号。

另一类测量值是关于被控过程的状态信息。例如，阀门是否关闭，容器是否注满，泵是否打开。这些信息是以开关量的形式提供给计算机的，通过继电器触点的开闭或TTL电平的变化来表示。这类信号被称为开关量信号。

计算机也可通过串行或并行通信口直接接收数字量信息。目前，很多传感器都带有微处理器(如智能仪表)，可以直接给出数字量信息。为了检查生产装置是否处于安全工作状态，对大多数测量值还必须检查是否超过上、下限(如果超过，则应发出越限报警信号)，越限报警是过程控制计算机的一项重要任务。

2. 执行机构的驱动

对生产装置的控制通常是通过对阀门或伺服机构等执行机构进行调节，对泵和电动机进行控制来达到的。计算机可以产生一串脉冲去驱动执行机构达到所需要的位置，可以通过继电器触点闭合或产生某个电平的跳变去启动或停止某个电动机，也可通过数/模(D/A)转换产生一个正比于某设定值的电压或电流去驱动执行机构。执行机构在收到控制信号之后，通常还要反馈一个测量信号给计算机，以便检查控制命令是否被执行。

3. 控制

利用计算机测控系统可以方便地实现各种控制方案。在工业过程控制系中常用的控制方案有三种类型：直接数字控制、顺序控制和监督控制。大多数生产过程的控制需要其中一种或几种控制方案的组合。

4. 人-机交互

计算机测控系统必须为操作员提供关于被控过程和控制系统本身运行情况的全部信息，为操作员直观地进行操作提供各种手段，如改变设定值，手动调节各种执行机构，在发生报警的情况下进行处理等。因此，它应当能显示各种信息和画面，打印各种记录，通过专用键盘对被控过程进行操作等。此外，计算机测控系统还必须为管理人员和工程师提供各种信息，如生产装置每天的工作记录以及历史情况的记录，各种分析报表等，以便掌握生产过程的状况和做出改进生产状况的各种决策。

5. 通信

现今的工业过程测控系统一般都采用分级分散式结构，即由多台计算机组成计算机网络，共同完成上述的各种任务。因此，各级计算机之间必须能按时交换信息。此外，有时生产过程测控系统还需要与其他计算机系统(如全厂的综合信息管理系统)进行数据通信。

随着科学技术的迅速发展，计算机测控技术的应用领域日益广泛，在冶金、化工、电力、自动化机床、工业机器人控制、柔性制造系统和计算机集成制造系统等工业控制方面已取得了令人瞩目的研究与应用成果，在国民经济中发挥着越来越大的作用。

1.2 测控系统微机化的组成和特点

微机化测控系统和一般的计算机系统一样，也是由硬件和软件两部分组成的，而每一组成部分又有各自的特点。

1.2.1 硬件部分

微机化测控系统的硬件部分一般由测控对象(生产机械或生产过程)、测控通道、微型计算机、人机联系设备等组成，如图 1.1 所示。

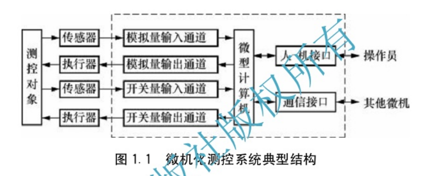


图 1.1 微机化测控系统典型结构

1. 微型计算机

由微处理器、内存储器及时钟电路组成的微型计算机是控制系统的核心，其任务主要是进行数据采集、数据处理、逻辑判断、控制量计算、越限报警等。同时主机还通过接口电路向系统的各个部分发出各种控制命令，指挥整个计算机控制系统有条不紊地协调工作。

考虑到实时控制的特点，选择主机时应注意其数据存取速度及运算速度，应满足在一个采样周期内能完成单路或多路数据采集、处理、运算及将输出量输出到执行机构等所需的时间。其信息处理能力要与控制系统的动态性能要求相适应。

2. 测控通道

测控通道指的是图 1.1 中左侧的输入、输出通道，又称为过程通道，它是微型计算机与测控对象之间交换信息的桥梁。测控通道通常由以下几部分组成：

(1) 模拟量输入通道：用来将被控对象的模拟量、被控(或被测)参数转变为数字信号并送计算机处理。它主要由以下几部分组成。

传感器(检测元件)用来对被控参数瞬时值进行检测，将其变为电信号。

变送器用来将传感器得到的电信号转变为统一的直流电流(0～10mA 或 4～20mA)或直流电压(0～5V 或 1～5V)信号。

多路采样器也称多路模拟开关或多路转换器，它用于对多路模拟量信号进行分时切换，即将时间上连续的模拟量信号转换为时间上离散的模拟量信号。

模/数(A/D)转换器用于将采样后得到的时间上离散的模拟量信号转换成时间上离散的数字信号，并送入计算机进行处理。为减小被控参数值随时间变化对 A/D 转换器精度的影响，可在多路采样器之后接采样保持器和信号放大器。其中放大器的作用是把输入的

微弱信号(当没有变送器时)放大到 A/D 转换器所要求的输入电平，并在模拟量输入信号 A/D 转换器间进行阻抗匹配和隔离。

(2) 模拟量输出通道：目前工业生产中使用的执行机构，其控制信号基本上是模拟的电压或电流信号。因此计算机输出的数字信号必须经 D/A 转换器变为模拟量后，才能去控制执行机构。对于气动或液动的执行机构，尚需经过电-气或电-液转换装置。当控制多个回路时，还需要使用多路输出装置进行切换。考虑到每个回路的输出信号在时间上是离散的，而执行机构要求的是连续的模拟量信号，所以多路输出的信号都应采用输出保持器加以保持后再去控制执行机构。

(3) 开关量输入通道：用于将生产现场的各种继电器、限位开关等的状态(通或断)输入计算机。

(4) 开关量输出通道：控制系统中的继电器、接触器的闭合或断开，电动机的启动、停止，指示灯和报警信号的通断，都可以用输出“0”和“1”状态来控制。完成这些功能的部件就组成了开关量输出通道。

由上可知，测控通道由各种硬件设备组成，它们起着信息变换和传递的作用，配合相应的输入、输出控制程序，使计算机和被控对象间能够进行信息交换，从而实现对生产机械、过程的控制。

3. 人-机联系设备

在微机化测控系统中，一般应有一个控制台(或操作面板)，以便操作人员能和计算机系统“对话”，使操作人员及时了解生产、加工过程的状态，进行必要的人为控制，修改有关参数或紧急处理某些事件。为此，人-机接口一般包括以下部分：

(1) 作用开关：如电源、数据及地址的选择开关，自动-手动切换开关等。它们通过接口可与计算机相连，以完成对计算机的启动、暂停，对系统的启动、暂停，对参数或数据的修改，对工作方式、算法、控制方式进行选择等功能。

(2) 操作键盘(按键)：一般应包括数字键及功能键。数字键用来输入某些数据或参数。功能键能使计算机进入功能键所代表的功能服务程序，如启动、复位、打印、显示等功能服务程序。

(3) 显示屏(CRT)或数码显示器：简易的系统可采用 LED 显示器。较复杂的、功能要求齐全的则可采用 CRT，以显示操作人员所要了解的内容或监视系统的工作进程及画面显示等。

(4) 打印机和记录仪：用来打印和记录各种数据、参数及曲线。微机化测控系统的复杂程度及其硬件组成差别很大，可根据实际情况进行选择。目前，国内市场上具有各种通用功能并基于标准总线的插件板已是琳琅满目，最为流行的是基于 ISA 标准总线和 PCI 标准总线的工控机和各种插件板。

1.2.2 软件部分

在微机化测控系统进行测控的过程中，微型计算机能够自动地接收测量装置从生产现场送来的反映被控对象状态的各种信号，并对这种信息进行加工从而作出相应的控制决策，再以信号的形式将这些决策送至现场，由现场执行机构完成控制调节，使被控对象状态维持在某一符合用户要求的状态。微型计算机的这种自动工作能力除了有硬件基础外，

还必须有软件的支持。所谓软件是指能够完成各种功能的计算机控制系统的程序，事实上，整个控制系统的动作都是在软件的协调下进行工作的。微机化测控系统的软件部分是整个系统的“灵魂部分”，它通常由系统软件和应用软件组成。

（1）系统软件：一般包括操作系统、支持软件。操作系统是计算机测控系统信息的指挥者和协调者，并具有数据处理、硬件管理等功能。而监控程序则是最初级的操作系统。支持软件包括程序设计语言，编译程序，服务、诊断程序等。系统软件通常由计算机生产厂商提供，具有一定的通用性。但对于小规模的微机应用系统，其监控程序规模不大，可由应用人员自行编制。

（2）应用软件：设计人员为实现某一具体的控制要求而编写的程序，如过程控制程序、人-机接口程序、数据采集及处理程序等。一般由用户自行编制或根据具体情况在商品化软件的基础上自行组态和做少量的应用开发。用户用何种语言编写应用程序，主要取决于系统软件的配置情况和测控的实时性要求。在测控系统中，应用程序的优劣将对系统调试、运行的可靠性，系统的精度和效率带来很大的影响。

在微机化测控系统中，微型计算机是控制部分的核心，微机化测控系统的发展和控制质量的提高不仅有赖于控制方法的改进，也有赖于计算机技术的发展。

1.3 微机化测控系统的类型

1.3.1 概述

工业测控计算机系统与所控制的生产过程的复杂程度密切相关，不同的测控对象和不同的控制要求，有不同的控制方案。

按照应用领域可以分为专用计算机测控系统和通用计算机测控系统。

按照结构及其功能可以分为集中测控系统、集散控制系统(DCS)及现场总线控制系统(FCS)等。

按照控制规律可以分为程序和顺序控制系统、常规控制系统(PID控制系统)、有限拍控制系统、复杂规律控制系统及智能控制系统。

按照控制方式可以分为开环控制系统和闭环控制系统。

按照结构形式或设备类型可以分为仪表调节系统、PLC控制系统、工业控制微机系统。

计算机测控系统的分类方法很多，各分类系统中存在一定的交叉和关联。下面从应用特点、控制目的出发介绍几种典型的结构。

1.3.2 集中测控系统

集中测控系统包括数据采集系统(Data Acquisition System，DAS)、直接数字控制(Direct Digital Control，DDC)系统和计算机监督控制(Supervisory Computer Control，SCC)系统。

1. 数据采集系统

计算机数据采集系统如图1.2所示。20世纪70年代，数字计算机率先被运用在测量、

模拟和逻辑控制领域，因此它也是计算机应用于工业生产过程最早和最简单的一类系统。

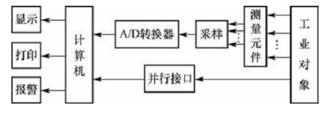


图 1.2　数据采集系统

首先采集系统对生产过程或控制对象的大量参数作巡回检测、处理、分析、记录以及参数的超限报警，然后计算机对这些输入量进行分析处理和计算，如数字滤波、标度变换、越限报警等，最后通过 CRT 或打印机输出操作指导信息供操作人员参考。

DAS 的输出不直接作用于生产过程的执行机构，不直接影响生产过程的进行。它的输出只作用于有关的外围设备和人-机接口，为操作人员的分析、判断提供信息的显示和报道。这是一种开环控制系统，仅对生产过程进行监视，不对生产过程进行自动控制。

计算机 DAS 的突出优点是简单、可靠，如在实施计算机闭环控制之前，先进行这种开环控制的试运行，可以考核计算机工作的正误，还可以用于试验新的数学模型和调试新的控制程序，特别适用于尚未弄清控制规律或正在建立控制对象的数学模型的场合，应用这些系统可以得到大量统计数据，有利于建立比较接近实际的数学模型或控制规律。其缺点是生产对象控制仍需人工操作，故操作速度难以提高。

2. 直接数字控制系统

直接数字控制系统如图 1.3 所示。计算机通过过程输入通道对控制对象的多个参数作巡回检测，检测结果与给定值进行比较，并根据测得的参数按预定的数学模型(如 PID 控制规律)运算后获得控制信号量，经过过程输出通道作用到执行机构，从而实现对被控参数的自动调节，使被控参数稳定在给定值上。

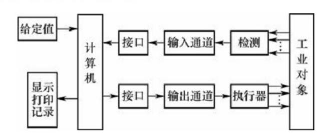


图 1.3　直接数字控制系统

DDC 系统与模拟调节系统有很大的相似性，DDC 系统以计算机取代多台模拟调节器的功能。由于计算机具有很强的计算功能和逻辑功能，因此可以实现各种复杂规律控制。

它对被控制变量和其他参数进行巡回检测，与设定值比较后求得偏差，然后按事先规定的控制策略，如比例、积分、微分规律进行控制运算，最后发出控制信号，通过接口直接操纵执行机构对被控制对象进行控制。这种控制方式在工业生产中应用得最普遍。

DDC 系统有一个功能齐全的操作控制台，给定、显示、报警等都集中在这个控制台上，操作方便。DDC 系统中的计算机不仅能完全取代模拟调节器，实现多回路的 PID(比例 P、积分 I、微分 D)调节，而且不需要改变硬件，只通过改变程序就能有效地实现较复杂的控制，如前馈控制、串级控制、自适应控制、最优控制和模糊控制等。

DDC系统作为一种闭环控制系统，是计算机用于工业生产过程控制的一种最典型的系统，也是计算机在工业中应用最普遍的一种方式。我国中、小型企业的自动化水平还不是很高，所以计算机控制技术的推广应用还是以直接监控系统为主。

3. 计算机监督控制系统

DDC系统用计算机代替模拟调节器进行控制，对生产过程产生直接影响的被控参数给定值是预先设定的，并存入计算机的内存中。这个给定值不能根据生产工艺信息的变化及时修改，故DDC系统无法使生产过程处于最优工况。计算机监督控制系统是计算机和调节器的混合系统。它通常采用两级控制形式。

所谓监督控制，指的是SCC计算机根据原始的生产工艺数据和现场采集到的生产工况信息，一方面按照描述被控过程的数学模型和某种最优目标函数，计算出被控过程的最优给定值，输出给下一级DDC系统或模拟调节器；另一方面对生产状况进行分析，作出故障的诊断与预报。所以SCC系统并不直接控制执行机构，而是给出下一级的最优给定值，由它们去控制执行机构。

在SCC系统中，SCC计算机按照描述生产过程的数学模型计算出最佳给定值送给模拟调节器或DDC计算机，模拟调节器或DDC计算机控制生产过程，从而使生产过程始终处于最优工况。SCC系统较DDC系统更接近生产变化的实际情况，它不仅可以进行给定值控制，而且还可以进行顺序控制、自适应控制及最优控制等。

SCC系统有以下两种不同的结构形式：

1）SCC＋模拟调节器控制系统

SCC＋模拟调节器控制系统结构形式如图1.4所示。在此系统中，SCC计算机对被控对象的各物理量进行巡回检测，并按一定的数学模型计算出最佳给定值送给模拟调节器。此给定值在模拟调节器中与测量值进行比较后，其偏差值经模拟调节器计算后输出到执行机构，以达到控制生产过程的目的。这样，系统就可以根据生产工况的变化，不断地改变给定值，以实现最优控制。当SCC计算机出现故障时，可由模拟调节器独立完成操作。

2）SCC＋DDC控制系统

SCC＋DDC控制系统结构形式如图1.5所示。该系统实际是一个两级计算机控制系统，监督级SCC(上位机)用来完成高一级的最优化分析与计算，给出最优给定值，送给DDC级执行过程控制。下位机完成前面所述的直接数字控制功能，当DDC级计算机出现故障时，可由SCC级计算机代替，因此，大大提高了系统的可靠性。

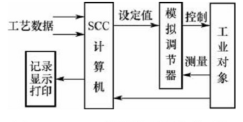


图1.4　SCC＋模拟调节器控制系统

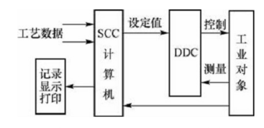


图1.5　SCC＋DDC控制系统

总之，SCC系统比DDC系统具有更大的优越性，它在计算时可以考虑许多常规调节器不能考虑的因素，如环境温度和湿度对生产过程的影响；可以进行过程操作的在线优

化，始终如一地使生产过程在最优状态下运行；可以实现先进复杂的控制规律，满足产品的高质量控制要求；可以进行故障的诊断与预报，可靠性好。因此 SCC 系统的控制效果主要取决于数学模型，当然还要有合适的控制算法和完善的应用程序。并且 SCC 系统计算机承担先进控制、过程优化与部分管理的任务，信息存储量大，计算任务繁重，要求有较大的内存与外存和较为丰富的软件，故一般要选用高档微型机或小型机作为 SCC 级计算机。

1.3.3 集散控制系统

集散控制系统（Distributed Control Systems，DCS）又称为分散控制系统。它是多台计算机分别控制生产过程中多个控制回路，同时又可集中获取数据、集中管理和集中控制的自动控制系统。其基本组成结构如图 1.6 所示。主要包括以微处理器为核心的基本控制器、高速数据通道、CRT 操作站和监控计算机等。

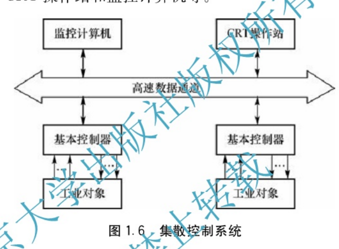


图 1.6　集散控制系统

DCS 是在 SCC 系统、DDC 系统和计算机多级控制系统的基础上发展起来的，是生产过程的一种比较完善的控制与管理系统。在 DCS 中，按地区把微处理机安装在测量装置与控制执行机构附近，将控制功能尽可能分散，管理功能相对集中。DCS 采用微处理机分别控制各个回路，而用中小型工业控制计算机或高性能的微处理机实施上一级的控制，各回路之间和上下级之间通过高速数据通道交换信息。DCS 具有数据获取、直接数字控制、人机交互及监控和管理等功能。

基本控制器是直接控制生产过程的部分，也称现场控制站，由微处理器、存储器、模拟量和数字量 I/O 接口、电源、通信接口及内部总线组成，具有数据采集、回路控制和顺序控制功能，能独立地完成生产过程的直接数字控制。基本控制器通过高速数据通道和其他基本控制器、CRT 操作站、监控计算机相连，实现大规模的控制与管理。

高速数据通道是一种具有高速通信能力的信息总线，它的物理介质多采用双绞线、同轴电缆或光纤通信电缆等。

CRT 操作站是指 DCS 中最主要的人-机接口(另一种人-机接口是地区层的显示操作面板)，主要完成各种设备的启、停操作及生产监视，提供系统配置和组态功能。

监控计算机是 DCS 的主计算机，也称上位机，负责完成对整个系统的所有信息综合管理和处理，具有复杂运算的能力和多输入、多输出控制功能，能实现系统最优控制。

DCS与集中测控系统相比，具有以下特点：

(1) 控制分散、信息集中。DCS采用大系统递阶控制的思想，生产过程的控制采用全分散的结构；而生产过程的信息则全部集中并存储于数据库，利用高速数据通道或通信网络输送到有关设备。这种结构使系统的危险性分散，提高了可靠性。

(2) 系统模块化。DCS中有许多不同功能的模块，如CPU模块、AI和AO模块、DI和DO模块、通信模块、CRT模块和存储器模块等。选择不同数量和不同功能的模块可组成不同规模的和不同要求的硬件环境。同样，系统的应用软件也采用模块化结构，用户只需借助组态软件，即可方便地将所选硬件和软件模块连接起来组成控制系统。若要增加某些功能或扩大规模，只要在原有系统上增加一些模块，再重新组态即可。显然，这种软、硬件的模块化结构提高了系统的灵活性和可扩展性。

(3) 数据通信能力较强。利用高速数据通道连接各个模块或设备，并经通道接口与局域网络相连，从而保证各设备间的信息交换及数据库和系统资源的共享。

(4) 友好而丰富的人-机接口。操作人员可通过人-机接口及时获取整个生产过程的信息，如流程画面、趋势显示、报警显示、数据表格等。同时，操作人员还可以通过功能键直接改变操作量，干预生产过程、改变运行状况或作事故处理。

(5) 高可靠性。由于DCS将系统控制功能分散在各台计算机上实现，系统结构采用容错设计，因此某一台计算机出现的故障不会导致系统其他功能的丧失。此外，由于系统中各台计算机所承担的任务比较单一，可以针对需要实现的功能采用具有特定结构和软件的专用计算机，从而使系统中每台计算机的可靠性也得到提高。

随着现代计算机和通信网络技术的高速发展，DCS正向着多元化、网络化、开放化、集成管理方向发展，使得不同型号的DCS可以互连，进行数据交换，并可通过以太网将DCS和工厂管理网相连，实现实时数据上网。1975年美国霍尼韦尔(Honey Well)第一套分布式控制系统TDCS-2000问世以来，DCS已经在工业控制的各个领域得到了广泛的应用，以其高度的可靠性、方便的组态软件、丰富的控制算法、开放的联网能力，逐渐成为过程工业自动控制的主流系统。

1.3.4 现场总线控制系统

20世纪80年代发展起来的DCS尽管给工业过程控制带来了许多好处，但由于它们采用了“操作站—控制站—现场仪表(一般为模拟仪表)”的结构模式，系统成本较高，况且各厂家生产的DCS标准不同，不能互联，给用户带来了极大的不便和使用维护成本的增加。

现场总线控制系统(Fieldbus Control System，FCS)是20世纪80年代中期继DCS之后兴起的新一代工业控制系统。它将当今网络通信与管理的概念引入工业控制领域，被称为“21世纪控制系统结构体系”。它是一个开放式的互联网络，既可以与同层网络互联，也可以与不同层的网络互联；在现场设备中，以微处理器为核心的现场智能设备可方便地进行设备互联、互操作，因此它是一种具有发展前途的真正分散控制系统。其结构如图1.7所示。

现场总线技术将专用微处理器置入传统的测量控制仪表，使它们都具备了数字计算和数字通信能力。现场总线技术采用可进行简单连接的双绞线等作为总线，把多个测量控制仪表连接成为网络系统，并按公开、规范的通信协议，在位于现场的多个微机化测量控制

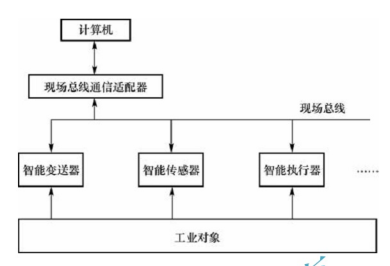


图 1.7　现场总线控制系统

设备之间，以及现场仪表与远程监控计算机之间，实现数据传输与信息交换，形成各种适应实际需要的自动控制系统。总之，它把单个分散的测量设备变成网络节点，以现场总线为纽带，把它们连接成可以相互沟通信息、共同完成自控任务的网络系统与控制系统。它给自动化领域带来的变化，正如众多分散的计算机被网络连接在一起，使计算机的功能、作用发生变化。现场总线则使自动控制系统与设备具有了通信能力，把它们连接成网络系统，加入到信息网络的行列。因此把现场总线技术说成是控制技术新时代的开端并不过分。

从控制的角度来看，FCS有以下显著特点：

(1) 信号传输实现了全数字化。传统的4～20mA模拟信号制被双向数字通信现场总线信号制所代替。FCS把通信线一直延伸到生产现场中的生产设备，构成用于现场设备和现场仪表互连的现场通信网络。全数字化的信号传输极大地提高了信号转换的精度和可靠性，避免了传统系统中模拟信号传输过程中难于避免的信号衰减、精度下降、干扰信号易于进入等问题。

(2) 实现了控制的彻底分散。把控制功能分散到现场设备和仪表中，使现场设备和仪表成了具有综合功能的智能设备和智能仪表，它们经过统一组态，可以构成各种所需的控制系统，从而实现彻底的分散控制。

(3) 具有较高的性能价格比。系统综合成本及一次性安装费用减少40%。由于导线、连接附件的大幅度减少，使原来的几百根，甚至几千根控制电缆减少到一根总线电缆，从而也使接线端子、电缆桥架等附件大幅度减少，所以设计、安装、调试、维护的费用大幅度减少，维护和改造的停工时间减少60%。原来烦琐的原理图、布线图设计变得简单易行；标准接插件快速、简便的安装，使人力、物力大量减少；强大的故障诊断能力，使系统的调试和维护工作量大幅减少。

现场总线技术自推广以来，已经在世界范围内应用于工业控制的各个领域。现场总线的技术推广有了三四年的时间，已经或正在应用于冶金、汽车制造、烟草机械、环境保护、石油化工、电力能源、纺织机械等各个行业。应用的总线协议主要包括PROFIBUS、DeviceNet、Foundation、Fieldbus、Interbus_S等。在汽车行业，现场总线控制技术应用得非常普遍，近两年国内新的汽车生产线和旧的生产线的改造，大部分都采用了现场总线的控制技术。国外设计的FCS已应用很广泛，从单机设备到整个生产线的输送系统，全

部采用现场总线的控制方法。而国内的应用仍大多集中在中等生产线的输送系统，随着技术的不断发展和观念的更新必然会逐步扩展其应用领域。

1.4 微机化测控技术的发展

1.4.1 微机化测控技术的发展历程

计算机技术、电子技术及通信技术的发展使科技产生了一场深刻的革命，同时也将自动控制推向了一个新水平，综观工业控制的发展，可将其归结为过程控制技术、自动检测技术、自动化仪表技术与计算机网络技术的交叉发展和相互渗透。一般来说，微机化控制系统的发展大致可分为四个阶段。

第一阶段是 20 世纪 50 年代以前的人工控制阶段(基地式仪表控制系统)。在这个阶段，企业的生产规模小，设备陈旧，采用的是安装在生产现场、只具备简单测控功能的基地式气动仪表，其信号仅在本仪表内使用，不能传送给别的仪表或系统，即各测控仪表处于封闭的状态，无法与外界沟通信息，操作人员只能通过生产现场的巡视，才可以了解生产过程的状况。必要的调节主要依靠最简单的测量仪表并由人工操作。

第二阶段是 20 世纪 60 年代的模拟式仪表控制阶段(电动单元组合式仪表控制系统)。随着企业的生产规模进一步扩大，操作人员需要综合掌握多点的运行参数和信息，需要同时按多点的信息实行操作控制，因此出现了气动、电动单元组合式仪表，形成了集中控制室。生产现场的各种参数通过统一的模拟信号送往集中控制室。操作人员可在控制室内观察生产现场的状况，可以把各单元仪表的信号按需要组合成复杂控制系统。例如，1965 年美国帝国化学工业公司首次实现了集中控制系统。

第三阶段是 20 世纪 70 年代的计算机集中控制阶段。人们在测量、模拟和逻辑控制领域率先使用了数字计算机，从而产生了集中式控制。这时可利用一台计算机控制数十甚至上百个回路，部分取代了传统的控制室仪表，但是因当时电子器件与计算机本身的可靠性较差，计算机的参与使得控制集中了，同时也有“危险集中”的弊端。

第四个阶段是 20 世纪 80 年代的集散式控制阶段(即分布式控制系统)。它以微处理器为核心，由一个 CPU 控制多个回路，可以实现分散控制，使“危险分散”，同时通过高速数据通道把各个分散点的信息集中起来，进行集中的监视和操作，并实现复杂的控制和优化。

1.4.2 微机化测控技术的发展趋势

随着现代科学技术的飞速发展和不断融入，以计算机应用为核心的信息处理、控制与管理相结合的测控系统成为主流趋势，各种先进技术的引入提高了测控系统自动化与信息管理层次，加快了现代测控技术的发展。微机化测控技术的发展趋势可概括为以下几个方面：

(1) 智能化。现代的检测和控制系统或多或少地趋向于智能化。所谓智能，是指能随外界条件的变化，具有确定正确行动的能力，即具有人的思维能力及推理、做出决策的能力。智能化的仪表或系统，可以在个别的部件上，也可以在局部或整体系统上具有智能的

特征。例如，智能化的测试仪表，它能在被测参数变化时自动选择测量方案，进行自校正、自补偿、自检、自诊断等，以获取最佳测试结果。有的系统则直接运用人工智能、专家系统技术设计智能控制器。

在以微机为核心的一般检测与控制系统中，软件的功能也可实现初级的智能检测与控制功能，若进而采用智能计算机、系统工程、知识库及人工智能工程，就可以实现更为高级的智能化。

（2）系统化与标准化。微机化检测与控制的任务更多地涉及系统的特征。所谓系统，是指若干个相互间具有内在关联的要素构成的一个整体，由它来完成规定的功能，以达到某个给定的目的。因而在系统内部，若要设立多台微机，则这些微机往往不是互不相干的，而是要构成相互联系的整体，这就形成了各种多微机的系统。即使使用单独微机进行集中控制，也要通过标准总线和各个部件发生联络。

在向系统化发展的同时，还涉及系统部件接口的标准化、系列化和模块化，用户只需选用符合标准的制造厂产品，而不必再考虑能否与现有系统连接，能否与现有系统进行数据通信等问题。

（3）微型化与大型化。嵌入式系统也是微机化测控技术的一个发展方向。所谓嵌入式系统，是指微机化测控系统与被监控对象是一体的，即微机测控系统是嵌入在被监控对象之中的。微处理芯片技术、液晶显示技术、大容量电子存储器件技术的发展为嵌入式系统的开发提供了可靠的保证。另外，家庭、家电中及一些特殊场合(如人体)的应用也对计算机测控系统的微型化提出了要求。

与微型化相反的一个方向就是大型化。大型化的特点：一是控制系统监控的参量非常多，可以达到数万个甚至数十万个；二是控制的地域非常宽广，面积可达数十平方千米，距离可达上万千米。由于大型化的需求及计算机网络技术的日渐成熟，基于计算机网络的微机化控制系统越来越多。

（4）计算机技术、传感器技术、网络技术与测量、控制技术的结合，使网络化测控系统的组建更为方便。以 Internet 为代表的计算机网络技术的迅猛发展及相关技术的不断完善，使得计算机网络规模更大、应用更广。在国防、通信、航空、航天、气象、制造等领域，对大范围的网络化测控将提出更迫切的需求，网络技术也必将在测控领域得到广泛应用。

在网络化环境条件下，被测对象可通过测控现场的普通仪器设备，将测得的数据(信息)通过网络传输给异地的精密测量设备或高档次的微机化仪器去分析、处理，能实现测量信息的共享，还可通过具有网络传输功能的仪器将数据传至远端(即现场)。

（5）分布式。测控技术是以微型计算机与通信网络技术为基础，采用分布式结构将系统内的所有设备连接起来，组成适合需要的分布式测控系统。这种分布式测控系统的应用普遍，发展也很快。

利用分布式测控系统在生产过程控制中可以实现测量—控制—管理的全自动化，从而可使测控成本大幅度降低，测控效率大幅度提高；在管理过程控制中则可以利用实时联机专家系统辅助操作员工作，使管理过程最优化。




阅读材料 1－1

现代测控技术的发展趋势

测控技术是自动测试技术的前沿科学，又是信息社会的关键技术。到目前为止，测控技术已经发展到了第四代，它经历了模拟仪器、数字仪器、智能仪器，直到目前方兴未艾、高速发展的虚拟仪器。

综上所述，测控技术的发展体现了以下趋势：

- 测控仪器的数字化、智能化水平不断提高，继承多功能仪器的平台将取代传统意义上的单一功能仪器。
- 随着计算机技术的日新月异，计算机必将成为测控系统中的中坚。"计算机就是仪器"，即将成为人们的共识。
- 测控技术与网络的结合，使得网络化是今后测控仪器发展的主导方向。可以预见，测试技术概念的变革，必将引起测量、测试方法的历史性革新。
- 以 LXI 为代表的新一代自动测试平台将引领测控系统发展的新方向。

资料来源：陈铭，张鹏．现代测控技术的发展趋势．计量与测试学术交流会，2008：5-7.

1.5 课程的性质、内容与学习方法

本课程是测控技术与仪器专业的一门专业课，它主要研究如何将检测与传感技术、计算机技术和自动控制理论应用于工业生产过程并设计出所需要的计算机测控系统。本课程与先修课程有很大不同，它不是一般意义上电子技术课程的深化与提高，而是要使学生学会如何在测量和控制中运用电子技术，如何与光、机、计算机实现测控的总体思想，围绕精、快、灵、可靠和测控任务的其他要求来选用电路、设计电路，合理规划测控系统内部各个功能模块的任务，确定如何互相配合。因此本课程不是研究各电路模块本身的工作原理，而是研究由各个模块构成的整个仪器或系统的工作原理即整机原理。通过本课程的学习使学生熟悉怎样运用先修课程所学的知识来解决测量和控制中提出的任务。

计算机测控技术作为一门新兴的综合性技术，是计算机技术(包括软件技术、接口技术、通信技术、网络技术、显示技术)、自动控制技术、微电子技术、自动检测和传感技术有机结合、综合发展的产物。在本课程中着重研究了与硬件相关的接口软件、测控算法、整机监控程序，以及影响整机性能的抗干扰技术等；不仅仅是研究各模块的内部结构，而是研究各模块相互之间的连接和影响；不只是从整机角度研究各部分硬件的连接，而是把硬件与软件结合起来；不是设计某一个模块的具体电路，而是从总体设计角度出发，研究各模块设置的必要性，以及整机对该模块的技术要求；最后一章还介绍了计算机测控系统设计及开发的要求、过程和方案选择的依据，系统电路设计的原则及软件研制的过程、依据等。

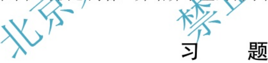
作为测控技术与仪器专业的学生，在学习完模拟电路、数字电路、传感器技术、测控

电路及装置和微型机原理等先修课程之后，已经对组成各类测控仪器或系统的基本电路或功能模块有了全面的了解，这无疑是十分必要的，但却是远远不够的。因为这只是孤立地学习了一个个电路或者模块，还不知道怎么把这些电路或模块组装起来构成一个完整的仪器或系统。这就好比初学英语时，只是学习了一个一个单词，还读不懂一整篇英文文章，还没学会用英语单词写成一篇完整的文章。因此还需要继续学习！本课程就是为测控技术与仪器专业学生在学习完上述先修课程后开设的一门综合性的课程，它主要研究微机化测控仪器和系统的整机原理与总体设计思想，讲述怎样用过去学习的微型计算机、传感器、测量电路和控制电路等功能模块构建一个适合特定需要的测控仪器或系统。

微机化测控仪器或系统应用很广，不同应用领域使用的微机化测控仪器或系统的名称、型号、性能也各不相同，它们都具有各自不同的特性——个性。但是这些不同应用领域的微机化测控仪器或系统，如果解剖开来看，内部组成“电路”大多是相同的，将各个模块组装成整机的基本原则也是大体相似的。这就是它们的共同点，即共性。而且，共性与个性相比，共性是主要的。也就是说，不同应用领域的测控仪器或系统只是“大同小异”罢了！人们不可能也没有必要去逐个学习不同应用领域的具体测控仪器或系统，而应该抓住其“共性”，学习各种测控仪器或系统共同的硬件基础和整机原理，以增强其适应性。

本课程是一门实践性很强的课程。在理论学习的同时，要求学生通过实验掌握合理选择和使用常用电子仪器、分析电路、设计电路、调试电路和排除故障的能力，并通过实验加深对理论知识的理解和掌握。

科学技术的飞快发展，使得我们在课堂上只能介绍课程最基本的内容，与此同时应该注重学生自学能力的培养。因此在每一章后面都安排了一定数量的习题，其目的是帮助学生更好地理解课程的核心内容，并培养学生的自学能力。



习　　题

1-1　简述微机化测控系统的含义。

1-2　微机化测控系统由哪几个部分组成？说明各部分功能。

1-3　微机化测控系统有哪些类型？

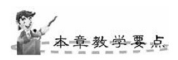
1-4　简述微机化测控系统的发展历程。

1-5　微极化测控系统有何特点？

1-6　说明 DCS 的体系结构与特点。

1-7　与 DCS 相比，FCS 有何特点？

第2章 测控通道(输入/输出通道)



知识要点	掌握程度	相关知识
输入通道的组成、类型	理解测控输入通道的类型与组成； 了解传感器的类型和主要技术指标； 掌握滤波器的性能特点； 掌握A/D转换器和采样保持器的性能及选择特点	模拟输入通道的组成结构； 传感器的类型和主要技术指标； 信号调理电路的组成和性能特点； 采集电路组成和性能特点
模拟输出通道基本结构和相关理论； 模拟输出通道组成电路的选用原则	理解测控输出通道的类型与组成； 掌握输入/输出通道的结构及其各部分组成原理； 了解输出通道中的功率驱动	模拟输出通道的基本结构； 模拟输出通道的相关理论； 模拟输出通道组成电路的选用
开关量输入/输出通道的组成和相应接口电路	了解开关量输入/输出通道的组成； 理解开关量输入/输出通道的接口电路	开关量输入通道的组成和接口电路； 开关量输出通道的组成和接口电路
数据采集卡种类； 常用数据采集卡	了解数据采集卡种类； 掌握常用数据采集卡的性能和应用特点	数据采集卡种类； 常用数据采集卡的性能和特点



测控通信系统是飞船与地面之间沟通的桥梁

在航天活动中，航天器进入太空后，测控通信系统就成为航天器与地面保持联系的唯一通道，如果这个系统不能保持正常运行，航天器就等于是人类往太空里扔的一个垃圾。系统的重要地位由此可见。在我国的载人航天工程中，承担测控通信系统总体设计的北京跟踪与通信技术研究所，通过建设航天测控网为神舟飞船架起了天地之间的沟通桥梁，让航天员在太空中能够及时与地面指挥中心保持联系。

测控通信系统在航天任务中有两大基本作用，一是测量，二是控制。测量的主要目的是要了解航天器在空间中的位置以及工作状况，通过测量数据分析判断航天器的空间位置，同时，根据相关数据了解和掌握它的工作平台、有效载荷以及一些辅助设施、设备的工作状态。控制的主要目的有两个，一是控制航天器的运行轨迹，很多航天器都要通过多次变轨，才能到达预定的轨道；二是让航天器做人们事先设定好的一些工作，如航天器上携带的科学仪器或设备的开机关机、获得数据的向下发送，都要通过地面控制有效地对航天器进行指控调度。

对于载人航天工程而言，除了上面两个基本功能之外，系统还有一个更加重要的任务：神舟飞船上面有航天员，天地之间必须要有顺畅的通信联系。航天员和地面保持通话，这在系统中称为天地话音，在飞船飞行过程中，必须让航天员与地面指挥中心及相关的科研人员保持话音上的沟通联络。因为航天员在太空中做科学试验，或对飞船进行一些人工操控期间，可能需要地面的飞控人员指导他按照预定的方案完成他所要完成的工作，特别是在发生一些异常情况时，更加需要保持天地之间联络通道的畅通，以确保不会发生意外情况。

北京跟踪与通信技术研究所的总体设计人员要通过精心的计算和巧妙的布局，把各个指控中心、测控站、测量船的各种跟踪测量和通信设备有机地结合起来，构建起能够使之发挥出最大的效能的航天测控网，设计出最佳的测控通信总体方案，为神舟飞船提供强有力的测控通信保障。

2.1 模拟输入通道

2.1.1 模拟输入通道的组成结构

模拟输入通道是微机化测控通道的重要组成部分，它是微机化测控系统中被测对象与微机之间的联系通道，因为微机只能接收数字电信号，而被测对象常常是一些非电量，因此，输入通道的前一道环节是把被测非电量转换为可用电信号的传感器，后一道环节则是将模拟电信号转换为数字电信号的数据采集电路。除数字传感器外，大多数传感器都是将模拟非电量转换为模拟电量，而且这些模拟电量通常不宜直接用数据采集电路进行数字转换，还需要进行适当的信号调理。因而，模拟输入通道通常由传感器、信号调理电路、数

据采集电路三部分组成，其基本组成结构如图 2.1 所示。

传感器 → 信号调理电路 → 数据采集电路 → 微机

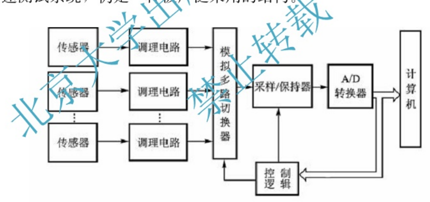
图 2.1　模拟输入通道的基本组成

实际的微机化测控系统往往需要同时测量多种物理量(多参数测量)或同一种物理量的多个点测量(多点巡回测量)。因此，多路模拟输入通道应用更加普遍。按照系统中数据采集电路是各路共用一个还是每路各用一个，多路模拟输入通道可分为集中采集式(简称集中式)和分散采集式(简称分布式)两大类型。

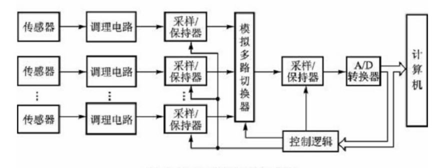
1. 集中采集式

集中采集式多路模拟输入通道的典型结构有分时采集型和同步采集型两种，其结构如图 2.2 所示。

图 2.2(a)中，多路被测信号分别由各自的传感器和信号调理电路组成的通道经多路转换开关切换，进入共用的采样/保持器(S/H)和 A/D 转换电路进行数据采集。它的特点是多路信号共同使用一个 S/H 和 A/D 电路，简化了电路结构，降低了成本。但是它对信号的采集是由模拟多路切换器即多路转换开关分时切换、轮流选通的，因而相邻两路信号在时间上是依次被采集的，不能获得同一时刻的数据，这样就产生了时间偏斜误差。尽管这种时间偏斜很短，但对于要求多路信号严格同步采集测试的系统是不适用的，然而对于多数中速和低速测试系统，仍是一种被广泛采用的结构。



(a) 多路分时采集分时输入结构



(b) 多路同步采集分时输入结构

图 2.2　集中采集式模拟输入通道典型结构

图 2.2(b)所示为多路同步采集型的结构，它的特点是在多路转换开关之前，在每个

信号通路中各加上一个采样/保持器，这样可以在同一时刻对多路信号进行同时采样，即同步采样。然后由各自的保持器保存采得的信号，等待多路转换开关分时切换进入共用的 S/H 和 A/D 电路，将相应的保持器保存的采样信号转换成数字信号输入主机，消除了分时采集型结构的时间偏斜误差，这种结构既能满足同步采集的要求，又比较简单。但是它仍有不足之处，特别是在被测信号路数较多的情况下，同步采得的信号在保持器中保持的时间会加长，使得信号有所衰减。由于各路信号保持时间不同，致使各个被保持信号的衰减量不同。因此，严格说来，这种结构还是不能获得真正的同步输入。

2. 分散采集式

分散采集式的特点是每一路信号都有一个 S/H 和 A/D 电路，因而不再需要模拟多路切换器 MUX。每一个 S/H 和 A/D 只对本路模拟信号进行数字转换，即数据采集，采集的数据按一定顺序或随机地输入计算机，其结构如图 2.3 所示。

图 2.2 和图 2.3 中的模拟多路切换器、采样保持器、A/D 转换器都是为了实现模拟信号数字化而设置的，它们共同组成采集电路，因此，图 2.2 和图 2.3 所示的多路模拟输入通道与图 2.1 所示的单路模拟输入通道一样，都可认为是由传感器、调理电路、采集电路三部分组成的。下面将分别对这三部分的选择和设计原则进行讨论。

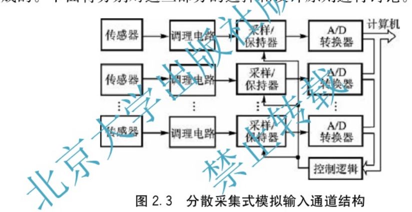


图 2.3 分散采集式模拟输入通道结构

2.1.2 传感器

传感器是信号输入通道的第一道环节，也是决定整个测试系统性能的关键环节之一。由于传感器技术的发展非常迅速，各种各样的传感器应运而生，所以大多数测试系统设计者只需从现有的传感器产品中正确地选用而不必自己另行研制和设计传感器。要正确地选用传感器，首先要明确所设计的测试系统需要什么样的传感器，也就是要明确系统对传感器的技术要求；其次是要了解现有的传感器生产厂家有哪些可供选择的传感器，把同类产品的指标和价格进行对比，从中挑选合乎要求的性价比高的传感器。

1. 对传感器的主要技术要求

(1) 具有将被测量转换为后续电路可用电量的功能，转换范围与被测量实际变化范围(变化幅度范围、变化频率范围)相一致。

(2) 转换精度符合整个测试系统根据总精度要求而分配给传感器的精度指标(一般应优于系统精度的 10 倍左右)，转换速度应符合整机要求。

(3) 能满足被测介质和使用环境的特殊要求，如耐高温、耐高压、防腐、抗震、防

爆、抗电磁干扰、体积小、质量轻和耗电少等。

(4) 能满足用户对可靠性和可维护性的要求。

以上要求是正确选用传感器的主要依据。

2. 可供选用的传感器类型

由于测量同一种物理量，有多种原理的传感器可供选用，不同类型的传感器具有不同的特点和价格，如测量温度，热电偶、热电阻、热敏电阻、半导体PN结、IC温度传感器和光纤温度传感器等都可选用。那么，具体确定哪一种更为适宜，还需考虑被测量的特点和传感器的使用条件等以下因素：①量程的大小，如测量位移，量程小，可以选用应变式、电感式、电容式、压电式或霍尔式传感器等；若量程大，则可选用感应同步器、磁栅、光栅、容栅传感器等。②被测位置对传感器的体积要求。③测量方式，是接触式测量还是非接触式测量。④传感器来源，国产还是进口，是否能保证货源。⑤成本要求等。在都能满足测量范围、精度、速度、使用条件等情况下，应侧重考虑成本高低、相配电路是否简单等因素进行取舍，尽可能选择性能价格比高的传感器。

近年来，传感器厂家已生产出一些便于测控系统简化电路和提高性能的传感器。主要有以下几类：

(1) 大信号输出传感器。为了与A/D输入要求相适应，传感器厂家开始设计、制造一些专门与A/D相配套的大信号输出传感器。通常是把放大电路与传感器做成一体，使传感器能直接输出0～5V、0～10V或0～2.5V的电压信号，把传感器与相应的变送器电路做成一体，构成能输出4～20mA直流标准信号的变送器(我国还有不少变送器仍然以直流电流0～10mA为输出信号)。信号输入通道中尽可能选用大信号传感器或变送器，这样可以省去小信号放大环节，如图2.4所示。对于大电流输出，只要经过简单的I/V转换即可变为大信号电压输出。对于大信号电压可以经A/D转换，也可以经V/f转换送入微机，但后者响应速度较慢。

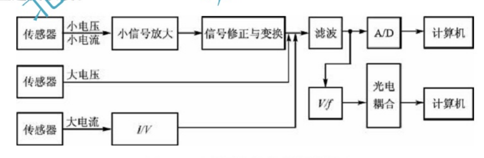


图2.4 大信号输出传感器的使用

(2) 数字式传感器。数字式传感器一般由频率敏感效应器件构成，也可以是由敏感参数R、L、C构成的振荡器，或模拟电压输入经V/f转换等。因此，数字量传感器一般都是输出频率参量，具有测量精度高、抗干扰能力强、便于远距离传送等优点。此外，采用数字量传感器时，传感器输出如果满足TTL电平标准，则可直接接入计算机的I/O口或中断入口。如果传感器输出不是TTL电平，则须经电平转换或放大整形。一般进入单片机的I/O口或扩展I/O口时还要通过光电耦合隔离，如图2.5所示。

由图2.5可见，频率量及开关量输出的传感器还具有信号调理较为简单的优点。因此，在一些非快速测量中尽可能选用频率量输出传感器(频率测量时，响应速度不如A/D

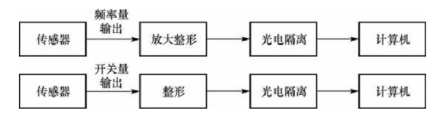


图 2.5　频率量及开关量输出传感器的使用

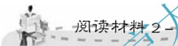
转换快，故不适合快速测量）。

（3）集成传感器。集成传感器将传感器与信号调理电路制成一体。例如，将应变片、应变电桥、线性化处理、电桥放大等制成一体，构成集成压力传感器。采用集成传感器可以减轻输入通道的信号调理任务，简化通道结构。

（4）光纤传感器。这种传感器的信号拾取、变换、传输都是通过光导纤维实现的，避免了电路系统的电磁干扰。在信号输入通道中采用光纤传感器可以从根本上解决由现场通过传感器引入的干扰。

除此之外，目前市场上销售的各种测量仪表，其内部传感器及其测量电路配置较完善，一般都有大信号输出端，有的还有 BCD 码输出。但其价格远高于一个传感器的价格，故在小型测试系统中较少采用。

在一些特殊的测量或特殊工作环境中，目前还没有现成的传感器可供选用。一种解决的办法是提出用户要求，找传感器厂家定做，但是如果批量小，价格一般都很贵；另一种办法是从现有的传感器定型产品中选择一种作为基础，在该传感器前面设计一种敏感器或(和)在该传感器后面设计一种转换器，从而组合成满足特定测量需要的传感器。



传感器新技术的发展

在今天的信息时代里，信息产业包括信息采集、传输、处理三部分，即传感技术、通信技术、计算机技术。现代的计算机技术和通信技术由于超大规模集成电路的飞速发展，而已经充分发达后，不仅对传感器的精度、可靠性、响应速度、获取的信息量要求越来越高，还要求其成本低廉且使用方便。显然传统传感器因功能、特性、体积、成本等已难以满足而逐渐被淘汰。世界许多发达国家都在加快对传感器新技术的研究与开发，并且都已取得极大的突破。如今传感器新技术的发展，主要有以下几个方面：

（1）发现并利用新现象。利用物理现象、化学反应、生物效应作为传感器原理，所以研究发现新现象与新效应是传感器技术发展的重要工作，是研究开发新型传感器的基础。

（2）利用新材料。传感器材料是传感器技术的重要基础，由于材料科学进步，人们可制造出各种新型传感器。例如，用高分子聚合物薄膜制成温度传感器；光导纤维能制成压力、流量、温度、位移等多种传感器；用陶瓷制成压力传感器。

（3）微机械加工技术。半导体技术中的加工方法有氧化、光刻、扩散、沉积、平面电子工艺，各向导性腐蚀及蒸镀，溅射薄膜等，这些都已引进到传感器制造。因而产生了各种新型传感器，如利用半导体技术制造出硅微传感器，利用薄膜工艺制造出快速响应的气敏、湿敏传感器，利用溅射薄膜工艺制造的压力传感器等。

(4) 集成传感器。集成传感器的优势是传统传感器无法达到的，它不仅仅是一个简单的传感器，其将辅助电路中的元件与传感元件同时集成在一块芯片上，使之具有校准、补偿、自诊断和网络通信的功能，它可降低成本、增加产量。

(5) 智能化传感器。智能化传感器是一种带微处理器的传感器，是微型计算机和传感器相结合的成果，它兼有检测、判断和信息处理功能，与传统传感器相比有很多特点：

具有判断和信息处理功能，能对测量值进行修正、误差补偿，因而提高测量精度；可实现多传感器多参数测量；有自诊断和自校准功能，提高可靠性；测量数据可存取，使用方便；有数据通信接口，能与微型计算机直接通信。

传感器的发展日新月异，特别是20世纪80年代人类由高度工业化进入信息时代以来，传感器技术向更新、更高的技术发展。美国、日本等发达国家的传感器技术发展最快，我国由于基础薄弱，传感器技术与这些发达国家相比有较大的差距。因此，我们应该加大对传感器技术研究、开发的投入，使我国传感器技术与外国差距缩短，促进我国仪器仪表工业和自动化技术的发展。

资料来源：http://www.hqew.com/tech/news/353226.html.

2.1.3 调理电路

对信号的放大、滤波、零点校正、线性化处理、温度补偿、误差修正和量程切换等操作统称为信号调理(signal conditioning)，相应的执行电路统称为信号调理电路。

在微机化测试系统中，有许多原来依靠硬件实现的信号调理任务都可以通过软件来实现，这样就大大简化了微机化测试系统中信号输入通道的结构。信号输入通道中的信号调理重点为小信号放大、信号滤波及对频率信号的放大整形等。比较典型的信号调理电路组成如图2.6所示。

传感器信号→前置放大→低通→陷波→高通→至采集电路

图2.6 典型调理电路的组成图

1. 前置放大器

由图2.4可见，采用大信号输出传感器，可以省掉小信号放大环节。但是多数传感器输出信号都比较小，必须选用前置放大器进行放大。那么判断传感器输出信号是大还是小和是否要进行放大的依据是什么？放大器为什么要“前置”(即设置在调理电路的最前端)？能不能接在滤波器的后面呢？前置放大器的放大倍数应该多大为好呢？这些都是测控仪器或系统总体设计需要考虑的问题。

由于电路内部有这样或那样的噪声源的存在，使得电路在没有信号输入时，输出端仍存在一定幅度的波动电压，这就是电路的输出噪声。把电路输出端测得的噪声有效值 V_{ON} 折算到该电路的输入端，即 V_{ON} 除以该电路的增益 K，得到的电压值，称为该电路的等效输入噪声 V_{IN}，即

$$V_{IN} = V_{ON}/K \tag{2-1}$$

如果加在某电路输入端的信号幅度 V_{IS} 小到比该电路的等效输入噪声还要低，那么这个信号就会被电路的噪声所“淹没”，以至于无法提取有用信号。为了不使小信号被电路噪声所淹没，就必须在该电路前面加一级放大器——前置放大器，如图 2.7 所示。图中前置放大器的增益为 K_0，本身的等效输入噪声为 V_{IN0}。由于前置放大器的噪声与后级电路的噪声是互不相关的随机噪声，因此，图 2.7 所示电路总输出噪声为

$$V'_{ON} = \sqrt{(V_{IN0}K_0K)^2 + (V_{IN}K)^2} \tag{2-2}$$

图 2.7　前置放大器的作用

总输出噪声折算到前置放大器输入端，即总的等效输入噪声为

$$V'_{IN} = \frac{V'_{ON}}{K_0K} = \sqrt{V_{IN0}^2 + \left(\frac{V_{IN}}{K_0}\right)^2} \tag{2-3}$$

假定不设前置放大器时，输入信号刚好被电路噪声淹没，即 $V_{IS} = V_{IN}$，加入前置放大器后，为使输入信号 V_{IS} 不再被电路噪声淹没，即 $V_{IS} > V'_{IN}$，就必须使 $V_{IN} > V'_{IN}$，即

$$V_{IN} > \sqrt{V_{IN0}^2 + \left(\frac{V_{IN}}{K_0}\right)^2}$$

解上列不等式得

$$V_{IN0} < V_{IN}\sqrt{1 - \frac{1}{K_0^2}} \tag{2-4}$$

由式(2-4)可知，为使小信号不被电路噪声所淹没，在电路前端加入的电路必须是放大器，即 $K_0 > 1$，而且必须是低噪声的，即该放大器本身的等效输入噪声必须比其后级电路的等效输入噪声低。因此，调理电路前端电路必须是低噪声前置放大器。

在测控领域，被测信号的频率通常比较低，为了减小体积，调理电路中的滤波器大多采用 RC 有源滤波器。由于电阻元件是电路噪声主要根源，因此，RC 滤波器产生的电路噪声比较大。如果把放大器放在滤波器后面，滤波器的噪声将会被放大器放大，使电路输出信噪比降低。可以用图 2.8 所示的两种情况进行对比来说明这一点。图中放大器和滤波器的放大倍数分别为 K 和 1(即不放大)，本身的等效输入噪声分别为 V_{IN0} 和 V_{IN1}。

图 2.8　两种调理电路的对比

图 2.8(a)所示调理电路的等效输入噪声为

$$V_{IN} = \frac{\sqrt{(V_{IN0}K)^2 + (V_{IN1})^2}}{K} = \sqrt{V_{IN0}^2 + \left(\frac{V_{IN1}}{K}\right)^2}$$

图 2.8(b)所示调理电路的等效输入噪声为

$$V'_{IN} = \frac{\sqrt{(V_{IN1}K)^2 + (V_{IN0}K)^2}}{K} = \sqrt{V_{IN0}^2 + V_{IN1}^2}$$

对比以上两式可见，由于 $K>1$，所以，$V_{IN}<V'_{IN}$，这就是说调理电路中放大器设置在滤波器前面有利于减少电路的等效输入噪声。由于电路的等效输入噪声决定了电路所能输入的最小信号电平，因此减少电路的等效输入噪声实质上就是提高了电路接收弱信号的能力。

【例 2.1】 已知 DFS-V 数字地震仪的地震数据采集电路由前置放大器、滤波器、多路转换开关、浮点放大器和 A/D 转换器 5 个部件串接而成，5 个部件的等效输入噪声分别为 0.085μV、9μV、0μV(可忽略不计）、7μV、177μV，浮点放大器放大倍数浮动范围为 $2^0\sim2^{14}$，前置放大器的放大倍数分 20、80、320 三挡，画出 DFS-V 数字地震仪的地震数据采集电路组成框图，并计算该数字地震仪的等效输入噪声。

解：该数字地震仪的地震数据采集电路组成框图如图 2.9 所示。

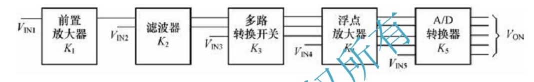


图 2.9 地震数字仪组成图

图中五个部件的噪声可以视作采集电路内部 5 个不相关的噪声源，它们本身的等效输入噪声分别为 $V_{IN1}=0.085\mu V$、$V_{IN2}=9\mu V$、$V_{IN3}=0\mu V$(可忽略不计)、$V_{IN4}=7\mu V$、$V_{IN5}=177\mu V$。5 个部件的放大倍数分别为 $K_1=20,80,320$(三挡)；$K_2=K_3=K_5=1$；$K_4=2^0\sim2^{14}$，据式(2-3)可知，地震数据采集电路的总等效输入噪声，即该数字地震仪的等效输入噪声为

$$V_{IN}=\frac{V_{ON}}{K_1K_4}=\sqrt{V_{IN1}^2+\left(\frac{V_{IN2}}{K_1}\right)^2+\left(\frac{V_{IN3}}{K_1}\right)^2+\left(\frac{V_{IN4}}{K_1}\right)^2+\left(\frac{V_{IN5}}{K_1K_4}\right)^2}$$

因数字地震仪的等效输入噪声反映地震仪接收最弱信号的能力，而在接收最弱信号时浮点放大器取最大增益，故应取 $K_4=2^{14}$ 计算等效输入噪声。将 5 个部件的本身的等效输入噪声值 $K_1=20,80,320$(三挡)和 $K_4=2^{14}$ 代入上式计算得总等效输入噪声 V_{IN}，见表 2-1。

表 2-1 K_1 与 V_{IN} 的对应值

前置放大器增益 K_1	地震仪的等效输入噪声 V_{IN}(μV)
20	0.58
80	0.166
320	0.092

通过以上计算可知，数字地震仪的前置放大器增益越大，地震仪的等效输入噪声越小，地震仪接收微弱地震信号的能力越强，地震仪的勘探深度也就越大。因此在保证不使 A/D 转换器发生溢出的前提下，前置放大器增益越大越好。

2. 滤波器

在很多情况下，从传感器所获得的信号中，不仅有希望得到有用的信号，同时也混有不需要的噪声和干扰信号，在信号调理过程中还会有噪声和干扰混入，如果噪声和干扰信

号过大，使得有用信号的准确度下降，有时甚至无法判别信号与噪声，这时就需要滤波器。

（1）高通滤波器。为了使调理电路中的干扰和噪声信号不会随被测信号一起送到采集电路，通常在调理电路与采集电路之间接入隔直电容C和电压跟随器，如图2.10所示。隔直电容C与电压跟随器输入电阻R_i形成一个RC高通滤波器，其截至频率为

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_i C} \tag{2-5}$$

因C和R_i取值都很大，所以f_L很低，有时甚至不到1Hz，所以起不到滤除低频干扰信号的作用。为了滤除低频干扰，在一些仪器的调理电路中设置了专门的高通滤波器。其截止频率高于需要滤除的干扰频率，一般比式(2-5)的计算值高很多。这样，调理电路通频带的下限频率就由该高通滤波器决定。

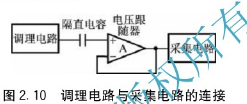


图2.10　调理电路与采集电路的连接

（2）陷波器。调理电路中的陷波器是为抑制交流电干扰而设置的，陷波频率应等于交流电干扰频率，一般为50Hz。如没有交流干扰，则无需设置陷波器，这不仅为了节省成本，更重要的是避免信号中50Hz频率分量的损失。当被测信号频率远小于交流电频率时，也可用低通滤波器滤除交流电干扰。

2.1.4　采集电路

信号调理电路输出的信号仍然是模拟信号，要经过采集电路实现模拟信号的数字化后，才能输入微机系统进行处理，采集电路的核心是A/D转换器。在集中采集式测量通道中，A/D转换器前面都设置模拟多路切换器MUX，以便从多路模拟信号中选取一路进行A/D转换。

实现A/D转换的方法很多，在集中式采集电路的组成方案中有四种可供选择的方案，如图2.11所示。选择的原则列于表2-2中。

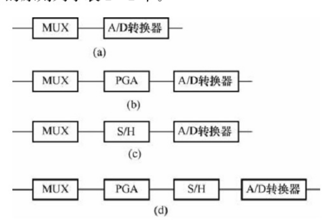


图2.11　集中式采集电路的组成方案

表 2-2　集中式采集电路方案的选择原则

被测信号随时间变化	被测信号随道间变化	适用的集中式采集电路方案
否	否	(a)
否	是	(b)
是	否	(c)
是	是	(d)

若被测模拟信号为恒定或变化较缓慢的信号，则无须设置采样保持器 S/H，如图 2.11(a)和图 2.11(b)所示。如果被测模拟信号为动态信号，即“随时间变化”，就必须在 MUX 与 A/D 转换器之间设置 S/H，如图 2.11(c)和图 2.11(d)所示。采样保持器 S/H 在 MUX 的闭合期间采样，A/D 转换器在 S/H 保持期间进行 A/D 转换。

如果各路模拟信号幅度互不相同，即“随时间变化”，如不同种类的被测信号，就必须设置程控增益放大器 PGA，如图 2.11(b)和图 2.11(d)所示。如果各路模拟信号幅度基本相同，即“不随时间变化”，如同种类不同测量点的被测信号，就无须设置程控增益放大器 PGA，如图 2.11(a)和图 2.11(c)所示。

图 2.11 所示的四种集中式采集电路可以由 MUX、S/H、PGA 和 A/D 等电路模块组装而成，也可购买现成的集成电路。例如，ADC0809 就是图 2.11(a)所示的将 8 路 MUX 与 8 位逐次逼近式 A/D 转换器集成在同一芯片上的集成电路。

1. A/D 转换器的选择要点

正确选用 A/D 转换器是提高数据采集电路性能价格比的关键，在选择 A/D 转换器时，应着重从以下几点进行考虑。

1) A/D 转换位数的确定

A/D 转换器的位数不仅决定采集电路所能转换的模拟电压的动态范围，也在很大程度上影响采集电路的转换精度。因此，应根据对采集电路转换范围与转换精度两方面要求选择 A/D 转换器的位数。

若需要转换成有效数码(除 0 以外)的模拟输入电压最大值和最小值分别为 $V_{\mathrm{I,max}}$ 和 $V_{\mathrm{I,min}}$，A/D 转换器前放大器总增益为 K_g，m 位 A/D 转换器满量程为 E，则应使

$$V_{\mathrm{I,min}}K_g \geqslant q = \frac{E}{2^m} \quad \text{（小信号不被量化噪声淹没）}$$

$$V_{\mathrm{I,max}}K_g \leqslant E \quad \text{（大信号不使 A/D 转换器溢出）}$$

所以

$$2^m \geqslant \frac{V_{\mathrm{I,max}}}{V_{\mathrm{I,min}}} \tag{2-6}$$

通常称量程范围上限与下限之比的分贝数为动态范围，即

$$L_1 = 20\lg\frac{V_{\mathrm{I,max}}}{V_{\mathrm{I,min}}} \tag{2-7}$$

若已知被测模拟电压动态范围为 L_1，则 A/D 转换位数 m 由式(2-8)确定。

$$m \geqslant \frac{L_1}{6} \tag{2-8}$$

由于MUX、S/H、A/D组成的数据采集电路的总误差是这三个组成部分的分项误差的综合值，所以选择元件精度的一般规则是：每个元件的精度指标应优于系统精度的10倍左右。例如，要构成一个误差为0.1%的数据采集系统，所用的A/D转换器、S/H和MUX组件的线性误差都应小于0.01%。A/D转换器的量化误差也应小于0.01%，A/D转换器量化误差为$\pm\frac{1}{2}$LSB，即满度值的$\frac{1}{2^{m+1}}$，因此可根据系统精度指标δ，按式(2-9)估算所需A/D转换器的位数m。

$$10\cdot\frac{1}{2^{m+1}}=\frac{10}{2^{m+1}}\leqslant\delta \tag{2-9}$$

例如，要求系统误差不大于0.1%满度值(即$\delta=0.1\%$)，则须采用m为12位的A/D转换器。

2）A/D转换速度的确定

A/D转换器从启动转换到转换结束后输出稳定的数字量，需要一定的时间，即为A/D转换器的转换时间，用不同原理实现的A/D转换器转换时间是大不相同的。总体如下：

(1) 低速芯片。积分型、电荷平衡型和跟踪比较型A/D转换器转换速度较慢，转换时间从几十毫秒到几毫秒不等，属低速A/D转换器，一般适用于对温度、压力、流量等缓变参量的检测和控制。

(2) 中速芯片。逐次比较型的A/D转换器的转换时间可从几微秒到100μs，属中速A/D转换器，常用于工业多通道单片机检测系统和声频数字转换系统等。

(3) 高速芯片。高速A/D转换器主要包括全并行型、串并行型和电压转移函数型的A/D转换器，其大都是用双极型或CMOS式工艺制成的，转换时间最短，仅20～100ns。高速A/D转换器适用于雷达、数字通信、实时光谱分析、实时瞬态记录、视频数字转换系统。

一般情况下，A/D转换器的转换时间主要包括转换时间t_c和休止时间t_0，即

(1) 转换时间(记为t_c)——A/D转换器从启动转换到转换结束需要的时间。

(2) 休止时间(记为t_0)——从转换结束到下一次再启动转换需要的时间，有时也称复位时间、回复时间、准备时间。这段时间除了使A/D转换器内部电路复原到转换前的状态外，最主要是等待CPU读取A/D转换结果和再次发出启动转换的指令。对于一般微处理机而言，通常需要几毫秒到几十毫秒时间才能完成A/D转换器转换以外的工作，如读数据、再启动、存数据、循环计数等。

通常情况下，单位时间内所能完成的转换次数称为A/D转换器的转换速率(记为f_c)，则f_c应由转换时间t_c和休止时间t_0二者共同决定，即

$$f_c=\frac{1}{t_0+t_c} \tag{2-10}$$

转换速率f_c的倒数称为转换周期，记为$T_{A/D}$，则

$$T_{A/D}=t_c+t_0 \tag{2-11}$$

若A/D转换器在一个采样周期T_s内依次完成N路模拟信号采样值的A/D转换，则

$$T_s=N\times T_{A/D} \tag{2-12}$$

对于集中采集式测试系统，N即为模拟输入通道数，对于单路测试系统或分散采集测试系统，$N=1$。

若需要测量的模拟信号的最高频率为 $f_{\max}$，则去混淆低通滤波器截止频率 f_{h} 应选取为

$$f_{\mathrm{h}} = f_{\max} \tag{2-13}$$

根据采样频谱理论，去混淆滤波器截止频率 f_{h} 要与采样周期 T_{s} 保持固定的关系，即

$$f_{\mathrm{h}} = \frac{1}{CT_{\mathrm{s}}} = \frac{f_{\mathrm{s}}}{C} \tag{2-14}$$

式中，C 为选定的截频因数，$C>2$。

将式(2-13)代入式(2-14)得

$$T_{\mathrm{s}} = \frac{1}{Cf_{\max}} = \frac{1}{Cf_{\mathrm{h}}} \tag{2-15}$$

将式(2-12)代入式(2-15)得

$$T_{\mathrm{A/D}} = \frac{1}{NCf_{\max}} = t_{\mathrm{c}} + t_{0} \tag{2-16}$$

由此可见，对于 $f_{\max}$ 大的高频(或高速)测试系统，应该采取以下措施：

(1) 减少通道数 N，最好采用分散采集方式，即 $N=1$。

(2) 减少截频因数 C，增大去混淆低通滤波器陡度 S。

(3) 选用转换时间 t_{c} 短的 A/D 转换器芯片。

(4) 将由 CPU 读取数据改为直接存储器存取(DMA)技术，以便缩短休止时间 t_{0}。

3) 根据环境条件选择 A/D 转换器

可根据环境条件如工作温度、功耗、可靠性等级等性能参数，选择 A/D 转换器的芯片。

4) 选择 A/D 转换器的输出状态

根据计算机接口特征，考虑如何选择 A/D 转换器的输出状态。例如，A/D 转换器是并行输出，还是串行输出(串行输出便于远距离传输)；是二进制输出，还是 BCD 码输出(BCD 码输出便于十进制数字显示)；是用外部时钟、内部时钟，还是不用时钟；有无转换结束状态信号；有无三态输出缓冲器；与 TTL、CMOS 及 ECL 电路的兼容性等。

2. 采样保持器

在 A/D 转换器对模拟信号进行转换的过程中，需要有一定的稳定时间 τ，这就是说，为了保证 A/D 转换的精度，在转换时间 τ 内模拟信号应保持在采样时的幅度值不变。因此，在转换器的前端应加入采样/保持(S/H)电路。当然，如果输入模拟量是直流量或者被测信号模拟量随时间变化非常缓慢，S/H 电路也可以省去。

1) 采样保持器的基本原理

采样/保持电路有采样和保持两种运行状态，其原理可由图 2.12 来说明。图中，电容 C_{H} 为保持电容，运放 $\mathrm{A_1}$ 和 $\mathrm{A_2}$ 都接成跟随器，其运行状态由方式控制输入端来决定。

在采样状态下，采样命令通过方式控制输入端控制 S 闭合，由于跟随器 $\mathrm{A_1}$ 的隔离作用，输入模拟电压以很快的速度给 C_{H} 充电，输出随输入变化。

在保持状态下，控制 S 打开，此时由于跟随器 $\mathrm{A_2}$ 的隔离作用，电容 C_{H} 两端的电压(即输出电压)将保持在命令发出时的输入电压不变，直到新的采样命令到来为止。

2) 采样保持器的主要参数

一般情况下，采样保持器主要由如下几种参数用于表征其性能，我们可以用图 2.13 来理解这些性能参数。

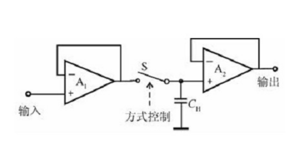


图 2.12　采样/保持电路示意图

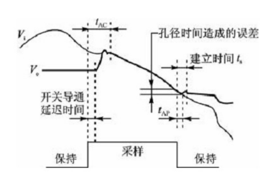


图 2.13　采样/保持器的主要性能参数

（1）捕捉时间 t_{AC}。当发出采样指令即控制信号由“保持”电平跳变为“采样”电平后，采样保持器的输出电压 V_o 从原来的保持值过渡到跟踪输入信号 V_i 值(在确定的精度范围内)所需的时间称为捕捉时间 t_{AC}，它包括开关的导通延迟时间和建立跟踪输入信号的稳定过程时间。一般采样/保持电路的捕捉时间在 300ns ～ 15μs，捕捉时间反映了 S/H 采样的速度，它限定了该电路在给定精度下截取输入信号瞬时值所需的最小采样时间。为减小这一时间，应选择导通电阻小、切换速度快的模拟开关，选择频带宽和压摆率高的运放作为采样保持器内部的输入和输出缓冲放大器，输入缓冲还应具有较大的输出电流。

（2）孔径时间 t_{AP}。从发出保持指令即控制信号从“采样”电平跳变为“保持”电平开始到模拟开关完全断开所经历的时间称为孔径时间 t_{AP}。这一延迟会产生一个幅度误差(称孔径误差)，显然，输入信号频率愈低，孔径误差愈小，则孔径时间对转换精度影响就愈小。孔径时间一般在 10 ～ 20ns 量级。

（3）建立时间 t_s。从发出保持指令开始到采样保持器输出达到保持终值(在确定的精度范围内)所需的时间，称为建立时间 t_s，显然建立时间包括了孔径时间。

（4）最大孔径误差。由于孔径时间的存在，采样时间被额外地延迟了。当被采样信号是时变信号时，孔径时间 t_{AP} 的存在使保持指令来到后 S/H 的输出仍跟踪输入信号的变化。当这一时间结束后，电路的稳定输出已不代表保持指令到达时刻输入信号的瞬时值，而是代表 t_{AP} 结束时刻输入信号的瞬时值。两者之差称为孔径误差。最大孔径误差等于 t_{AP} 时间内输入信号的最大时间变化率与 t_{AP} 的乘积，即

$$\Delta V_{o,\max} = \left(\frac{dV_i}{dt}\right)_{\max} \cdot t_{AP} \tag{2-17}$$

（5）跌落速率。当采样保持器处在保持状态时，输出电压的跌落速率为

$$\frac{dV_o}{dt} = -\frac{I_D}{C_H} \tag{2-18}$$

式中，I_D 为流过保持电容 C_H 的所有漏电流的代数和，它包括模拟开关断开时的漏电流，输出缓冲放大器的输入偏置电流，保持电容端点到正、负电源和地的漏电流，保持电容本身的介质漏电和介质吸附效应引起的电荷变化等。为降低跌落速率，应尽量减少上述各种电流值。

3）设置采样保持器的必要性

A/D 转换器把模拟量转化成数字量需要一定的转换时间，在这个时间内，被转换的模拟量应基本保持不变，这样才能保证转换精度。假定待转换的信号为 $U_i = \cos\omega t$，其最大变化率为

$$\left.\frac{\mathrm{d}U_{\mathrm{i}}}{\mathrm{d}t}\right|_{\max}=\omega U_{\mathrm{m}}=2\pi f U_{\mathrm{m}} \tag{2-19}$$

又假设待转换信号的正、负峰值刚好达到 A/D 转换器的满量程，A/D 转换器的位数(不包含符号位)为 m，则 A/D 转换器最低有效位 LSB 所代表的量化电平(即量化单位)为

$$q=\frac{U_{\mathrm{m}}}{2^{m}} \tag{2-20}$$

若 A/D 转换器的转换时间为 t_c，为确保±1LSB 的转换精度，在转换时间 t_c 内，被转换信号的最大变化量不应超过一个量化单位 q，即

$$2\pi f U_{\mathrm{m}}\times t_{\mathrm{c}}\leqslant q=\frac{U_{\mathrm{m}}}{2^{m}}$$

因而，不加采样保持器时，被转换信号所允许的最高频率为

$$f_{\max}=\frac{1}{t_{\mathrm{c}}\cdot\pi\cdot 2^{m+1}} \tag{2-21}$$

由此可见，只要被转换信号的频率不低于式(2-21)所确定的频率 $f_{\max}$，都必须在 A/D 转换器前设置采样保持器把采样的幅值保持下来，以使 A/D 转换器在 S/H 保持期间把保持的幅值转换成相应的数码。

在 A/D 转换器之前加设 S/H 后，虽然不会因 A/D 转换期间被转换信号变化而出现误差，但因从 S/H 采样到保持状态也需要一段孔径时间 t_{AP}，这样使得 S/H 电路实际保持的信号幅值并不真正是原来预期要保持的信号幅值(即保持指令到达时刻的信号幅值)，两者的差值称为孔径误差，将式(2-19)代入式(2-17)得最大孔径误差为

$$\Delta U_{\mathrm{o,max}}=2\pi f U_{\mathrm{m}}\cdot t_{\mathrm{AP}}$$

若系统要求最大孔径误差不超过 q，即

$$\Delta U_{\mathrm{o,max}}=2\pi f U_{\mathrm{m}}\cdot t_{\mathrm{AP}}\leqslant q=\frac{U_{\mathrm{m}}}{2^{m}}$$

那么，由此限定的被转换信号的最高频率为

$$f_{\max}=\frac{1}{\pi\cdot 2^{m+1}\cdot t_{\mathrm{AP}}} \tag{2-22}$$

由于 S/H 的孔径时间 t_{AP} 远小于 A/D 转换器的转换时间 t_c（典型 t_{AP} =10ns），因此，由式(2-22)限定的频率远远大于式(2-21)所限定的频率。这就说明，图 2.11(c)和图 2.11(d)在 A/D 转换器前加 S/H 后，大大扩展了被转换信号的频率范围。

3. 采集电路的工作时序和最高允许频率

由图 2.2(a)和图 2.11(c)所示的 MUX、S/H 和 A/D 转换器三者构成的采集电路是比较常见的结构，这三部分的工作时序如图 2.14(b)所示。

图 2.14(a)中，模拟多路器(即多路开关)MUX，在一个采样周期 T_s 内，依次接通 N 路模拟信号。图 2.14(b)中，当通道地址信号为高电平时，表示某通道信号被接通；当为低电平时，表示所有输入模拟通道的信号被断开，采样指令脉宽稍窄于通道地址指令脉宽，保持指令脉宽要大于 A/D 转换时间 t_c，图 2.14(b)中的 EOC 为 A/D 状态信号，高电平表示正在转换，低电平表示转换结束，这时可以读取转换数据。由于采样指令脉宽应大于 S/H 的捕捉时间 t_{AC}，而 A/D 转换启动时间应在 S/H 的保持建立时间 t_s 结束之后，又由于 A/D 转换所需的时间为 t_c，因此，由图 2.14(b)可见，每道转换所需的时间即 S/H 和

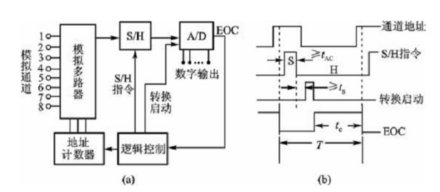


图 2.14　分时采样多道数据采集系统及其工作时序

A/D的工作周期为

$$T > t_{AC} + t_s + t_c \tag{2-23}$$

若采样周期为 T_s，模拟多路器的输入通道数为 N，则 $T_s = T \times N$，因此图 2.14 中所示系统的最小采样周期为

$$T_s > N(t_{AC} + t_s + t_c) \tag{2-24}$$

由式(2-13)和式(2-14)可知，该系统所能转换的模拟信号允许的最高信号频率为

$$f_{max} = \frac{1}{CT_s} = \frac{1}{CN(t_{AC} + t_s + t_c)} \tag{2-25}$$

通常，由式(2-25)所得到的 f_{max} 远小于由式(2-22)所确定的频率，因此，图 2.14(a)所示系统的被转换模拟信号的最高允许频率由式(2-25)决定。

4. 主放大器的设置

在一些测控系统采集电路中，为了将模拟多路器 MUX 输出的电压信号放大到接近 A/D 满量程，进一步提高数字转换精度，在 MUX 与 S/H 之间设置了程控增益放大器(PGA)或瞬时浮点放大器(IFP)，如图 2.11(b)和图 2.11(d)所示。为了与调理电路中的前置放大器相区别，称采集电路中的放大器为“主放大器”。主放大器与前置放大器的区别见表 2-3。

表 2-3　主放大器与前置放大器的区别

	前置放大器	主放大器
设置的位置	在每路调理电路的前端，每路各用一个	在采集电路的 MUX 之后，各路共用一个
放大对象	模拟电信号	采样脉冲
放大增益	固定不变	浮动可变

如果 A/D 转换器满量程输入电压为 E，满输出数字信号为 D_{FS}，那么 A/D 转换器的量化绝对误差为 q(截断量化)或 $q/2$(舍入量化)，即

$$q = E/D_{FS} \tag{2-26}$$

假定模拟多路转换开关输出的第 i 通道信号的第 j 次采样电压为 V_{ij}，则其采样电压的量化相对误差为

$$\delta_{ij} = q/V_{ij} \tag{2-27}$$

由式(2-27)可见，采样电压 V_{ij} 越小，相对误差越大，转换精度越低。为了避免较弱

的采样电压信号在 A/D 转换时达不到所要求的转换精度 δ_0，就须将它先放大 K_{ij} 倍，然后再进行 A/D 转换，这样，量化精度便可提高 K_{ij} 倍，即

$$\frac{q}{K_{ij}V_{ij}} < \delta_0$$

由此可见，K 越大，放大后的 A/D 转换相对误差越小，精度越高；但 K_{ij} 也不能过大，以致产生 A/D 溢出。因而，主放大器的增益 K_{ij} 应满足两个条件，既不能使 A/D 溢出，又要满足转换精度的要求，即

$$\begin{cases} K_{ij}V_{ij} \leqslant E \\ \dfrac{q}{K_{ij}V_{ij}} \leqslant \delta_0 \end{cases}$$

将式(2-26)代入以上两式，便得到主放大器所需的增益 K_{ij} 为

$$\frac{E/D_{FS}}{\delta_0 V_{ij}} \leqslant K_{ij} \leqslant \frac{E}{V_{ij}} \tag{2-28}$$

在使用程控增益放大器时应注意以下几点：

(1) 如果被测量的多路模拟信号都是恒定或变化缓慢的信号，而且各路信号的幅度也相差不大，也就是说 V_{ij} 随 i 和 j 变化不大，则没有必要在采集电路中设置主放大器只要使各路信号调理电路中的前置放大器增益满足式(2-28)即可。

(2) 如果被测量的多路模拟信号都是恒定或变化缓慢的信号，但是各路信号的幅度相差很大，也就是说 V_{ij} 不随 j 变化，只随 i 变化很大，那就应在采集电路中设置程控增益放大器作为主放大器。每当多路开关 MUX 在对第 i 道信号采样时，则程控增益放大器对第 i 道采用预先按式(2-28)选定的增益 K_i 进行放大。

(3) 如果被测量的多路模拟信号是随时间变化很快很大的信号，而且同一时刻各路信号的幅度也不一样，也就是说，V_{ij} 既随 i 变化，又随 j 变化，则设置瞬时浮点放大器 K_{ij} 作为主放大器。瞬时浮点放大器在数字地震记录仪中曾广泛采用。

瞬时浮点放大器的特点是在多路开关 MUX 对第 i 通道信号进行第 j 次采样时，及时地为该采样幅值 V_{ij} 选定一个满足式(2-28)的最佳增益 K_{ij}。由于该增益 K_{ij} 随采样幅值 V_{ij} 的变化而变化，故称为“浮点放大器”；又因为放大器增益调整必须在采样电压 V_{ij} 存在的那一瞬间完成，所以又称为瞬时浮点放大器，其增益取 2 的整数次幂，即

$$K_{ij} = 2^{G_{ij}} \tag{2-29}$$

V_{ij} 经浮点放大 $2^{G_{ij}}$ 倍后，再经满量程 E 的 A/D 转换得到数码 D_{ij}，即

$$V_{ij} \times K_{ij} = E \times D_{ij}$$

从而得到

$$V_{ij} = E \times 2^{-G_{ij}} \times D_{ij} \tag{2-30}$$

式(2-30)表明，主放大器和 A/D 转换器一起，把子样电压 V_{ij} 转换成一个阶码为 G_{ij}、尾数为 D_{ij} 的浮点二进制数。因此，由主放大器和 A/D 转换器构成的电路实质上为浮点二进制数转换电路。由于浮点二进制数一般比定点二进制数表示的范围大，因此，浮点二进制数转换电路比较适合动态范围大的变化信号，如地震信号的测量。但是浮点放大器电路复杂，一般测控系统大多采用程控增益放大器作为主放大器。

2.1.5 设计实例

在设计一个模拟输入通道时，首先要根据给定的精度要求、工作温度、通道数目和信

号特点等条件，初步确定通道的结构方案。在确定系统的结构方案之后，进行误差分配，即根据系统的总精度要求，给各个环节分配误差，以便选择元器件。通常传感器和信号放大电路所占的误差比例最大，其他各环节，如采样/保持器和 A/D 转换器等误差，可以按选择元件精度的一般规则和具体情况而定。选择元件精度的一般规则：每一个元件的精度指标应该优于系统规定的某一最严格的性能指标的 10 倍左右。

初步选定各个元件之后，还要进行误差综合，即根据各个元件的技术特性和元件之间的相互关系核算实际误差，并且按绝对值和的形式或方和根形式综合各类误差，检查总误差是否满足给定的指标。如果不合格，应该分析误差，重新选择元件及进行误差的分析综合，直至达到要求。

下面举例说明设计模拟输入通道的具体步骤。

【例 2.2】 设计一远距离测量室内温度输入通道即数据采集系统。已知满量程为 100℃，共有 8 路信号，要求系统的总误差为±1.0℃(即相对误差±1%)，环境温度为 25℃±15℃，电源波动±1%。试进行误差分配，选择合适器件，构成满足精度要求的数据采集系统。

解：系统的设计可按以下步骤进行。

1. 通道结构方案选择

鉴于温度的变化一般很缓慢，故可以选择如图 2.2(a)所示的多通道共享采样/保持器和 A/D 转换器的通道结构方案，其中传感器和调理电路即温度测量电路方案如图 2.15 所示。

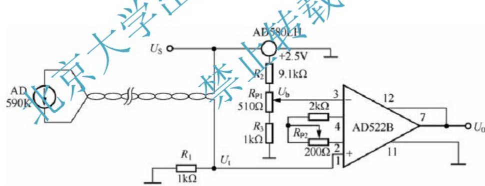


图 2.15 温度传感器及信号放大电路

2. 温度测量电路的元器件选择

由于是远距离测量，且测量范围不大，故选择电流输出型集成温度传感器 AD590K。AD522B 为集成测量放大器，为给放大器提供高精度集成稳压电源，图中选用了 AD580LH，它为放大器提供 2.5V 基准电压，并与 AD590K 共用一个直流电源 U_s(10V)。

3. 温度测量电路的工作原理

AD590K 的输出电流与绝对温度成正比(比例系数即灵敏度为 1μA/K)，远传到电阻 R_1(1kΩ)上产生的电压 U_t与摄氏温度 t 的关系式为

$$U_t = 1\times10^{-6}\mathrm{A}\times1\times10^{3}\Omega(273.2+t) = (273.2+t)\mathrm{mV} \tag{2-31}$$

R_2、R_3、R_{P1}将 AD580LH 提供的 2.5V 基准电压分压形成偏移电压 U_b。调整 R_{P1}使偏移电压 U_b为 273.2mV，则可使放大器 AD522B 的差动输入电压 U_i与摄氏温度 t 成正比，即

$$U_i = U_t - U_b = t(\text{mV}) \tag{2-32}$$

从而使温度在 0℃和 100℃时，输入电压分别为 0 和 100mV。AD522B 差动放大倍数由第 2、14 脚间所接电阻 R_G(由 2kΩ 和 R_{P2}组成)决定：

$$K = 1 + \frac{200\text{k}\Omega}{R_G} \tag{2-33}$$

其输出电压也与摄氏温度 t 成正比，即

$$U_o = U_i \times K = K \times t(\text{mV}) \tag{2-34}$$

由式(2-34)可见，为使温度为 100℃时，放大器输出电压达到 A/D 转换器的满量程(设为 10V)，需要调整 R_{P2}，使放大器放大倍数达到 100。

4. 误差分配

由于传感器和信号放大电路是系统误差的主要部分，故将总误差的 90%(即±0.9℃的误差)分配至该部分。该部分的相对误差为 0.9%，数据采集、转换部分和其他环节的相对误差为 0.1%。

5. 误差估算

(1) 传感器误差估算。由传感器技术手册可查出：

① AD590K 的线性误差为 0.20℃。

② AD590K 的电源抑制误差：当 $+5\text{V} \leqslant U_s \leqslant +15\text{V}$ 时，AD590K 的电源抑制系数为 0.20℃/V。设供电电压为 10V，U_s 变化为 0.1%，则由此引起的误差为 0.02℃。

③ 电流电压变换电阻的温度系数引入误差：AD590K 的电流输出远传至采集系统的信号放大电路时，须先经过电阻 R_1 变为电压信号。电阻 $R_1 = 1\text{k}\Omega$，其误差定为 0.1%，温度系数为 10×10^{-6}/℃。AD590K 灵敏度为 1μA/℃。在 0℃时输出电流为 273.2μA/℃。所以，当环境温度变化 15℃时，它所产生的最大误差电压(当所测量温度为 100℃时)为

$$(273.2 \times 10^{-6}) \times (10 \times 10^{-6}) \times 15 \times 10^{3}\,\text{V} \approx 4.0 \times 10^{-5}\,\text{V} = 0.04\text{mV}\ (\text{相当于 } 0.04℃)$$

(2) 信号放大电路的误差估算

① AD580LH 的温度系数引起的误差：AD580LH 用来产生 273.2mV 的偏置电压，其电压温度系数为 25×10^{-6}/℃，当温度变化±15℃时，偏置电压出现的误差为

$$(273.2 \times 10^{-3}) \times (25 \times 10^{-6}) \times 15\text{V} \approx 1.0 \times 10^{-4}\,\text{V} = 0.10\text{mV}\ (\text{相当于 } 0.10℃)$$

② 电阻电压引入的误差：电阻 R_2 和 R_3 的温度系数为 $\pm 10 \times 10^{-6}$/℃，当温度变化±15℃时，引起的偏置电压的变化为

$$(273.2 \times 10^{-3}) \times (10 \times 10^{-6}) \times 15\text{V} \approx 4 \times 10^{-5}\,\text{V} = 0.04\text{mV}\ (\text{相当于 } 0.04℃)$$

③ AD522B 的共模误差：其增益为 100，此时的共模抑制比的最小值为 100dB，共模电压为 273.2mV，故产生的共模误差为

$$(273.2 \times 10^{-3}) \times 10^{-5}\,\text{V} \approx 2.7 \times 10^{-6}\,\text{V} = 2.7\mu\text{V}\ (\text{此误差可忽略})$$

④ AD522B 的失调电压温漂引起的误差：其输入失调电压温度系数为±2μV/℃，当温度变化为±15℃时，输入端出现的失调漂移为

$$(2 \times 10^{-6}) \times 15\text{V} = 3 \times 10^{-5}\,\text{V} = 0.03\text{mV}\ (\text{相当于 } 0.03℃)$$

⑤ AD522B 的增益温度系数产生的误差：其增益为 1000 时的最大温度系数等于 $\pm 25 \times 10^{-6}$/℃，增益为 100 时，温度系数要小于这个值，如仍取这一值，且设所用增益电阻温度系数为 $\pm 10 \times 10^{-6}$/℃，则最大温度误差(环境温度变化为±15℃)为

$$(25+10)\times10^{-6}\times15\times100℃\approx0.05℃$$

⑥ AD522B线性误差：AD522B的非线性在增益为100时近似等于0.002%，输出10V变化范围产生的线性误差为

$$10V\times0.002\%=2\times10^{-4}V=0.20mV\ (相当于0.2℃)$$

现按绝对值和的方式进行误差综合，则传感器、信号放大电路的总误差为

$$(0.20+0.02+0.04+0.10+0.04+0.03+0.05+0.20)℃=0.68℃$$

若用方和根综合方式，这两部分的总误差为

$$(\sqrt{0.20^2+0.02^2+0.04^2+0.10^2+0.04^2+0.03^2+0.05^2+0.20^2})℃\approx0.31℃$$

估算结果表明，传感器和信号放大电路部分满足误差分配的要求。

(3) A/D转换器、采样/保持器和多路开关的误差估算。因为分配给该部分的总误差不能大于0.1%，所以A/D转换器、采样/保持器、多路开关的线性误差应小于0.01%。为了能正确地做出误差估算，需要了解这部分器件的技术特性。

①技术特性：初选的A/D转换器、采样/保持器、多路开关的技术特性如下：

a. A/D转换器为AD5420BD，有关技术特性如下：

线性误差：0.012%(FSR)。

微分线性误差：$\pm\frac{1}{2}$ LSB。

增益温度系数(max)：$\pm25\times10^{-6}/℃$。

失调温度系数(max)：$\pm7\times10^{-6}/℃$。

电压灵敏度：±15V为±0.004%，±5V为±0.001%。

输入模拟电压范围：±10V。

转换时间：5μs。

b. 采样/保持器为ADSHC-85，其技术特性如下：

增益非线性：±0.001%。

增益误差：±0.01%。

增益温度系数：$\pm10\times10^{-6}/℃$。

输入失调温度系数：±100μV/℃。

输入电阻：$10^{11}\Omega$。

电源抑制：200μA/V。

输入偏置电流：0.5nA。

捕获时间(10V阶跃输入、输出为输入值的0.01%)：4.5μs。

保持状态稳定时间：0.5μs。

衰变速率(max)：0.5mV/ms。

衰变速率随温度的变化：温度每升高1℃，衰变数值加倍。

c. 多路开关为AD7501或AD7503，其主要技术特性为：

导通电阻：300Ω。

输出截止漏电流：10nA (在整个工作温度范围内不超过250nA)。

②常温(25℃)下误差估算：

a. 多路开关误差估算：设信号源内阻为10Ω，则8个开关截止漏电流在信号源内阻上的压降为

$$10 \times 10^{-9} \times 8\text{V} = 8 \times 10^{-8}\text{V} = 0.08\mu\text{V} \text{（可以忽略）}$$

开关导通电阻和采样/保持器输入电阻的比值，决定了开关导通电阻上输入信号压降所占比例，即

$$\frac{300}{100^{11}} = 3 \times 10^{-9} \text{（可以忽略）}$$

b. 采样/保持器的误差估算：

线性误差：±0.01%。

输入偏置电流在开关导通电阻和信号源内阻上所产生的压降为

$$(300 + 10) \times 0.5 \times 10^{-9}\text{V} \approx 1.6 \times 10^{-7}\text{V} = 0.16\mu\text{V} \text{（可以忽略）}$$

c. A/D 转换器的误差估算：

线性误差：±0.012%。

量化误差：$\pm 2^{-13} \times 100\% = \pm 0.012\%$。

滤波器的混叠误差取为 0.01%。采样/保持器和 A/D 转换器的增益和失调误差，均可以通过零点和增益调整来消除。

按绝对值和的方式进行误差综合，系统总误差为混叠误差、采样/保持器的线性误差以及 A/D 转换器的线性误差与量化误差之和，即

$$\pm(0.01 + 0.01 + 0.012 + 0.012)\% \approx \pm 0.04\%$$

按方和根方式综合，总误差为$\pm(\sqrt{0.01^2 + 0.01^2 + 2 \times 0.012^2})\% \approx \pm 0.022\%$。

③工作温度范围(25℃±15℃)内误差估算：

a. 采样/保持器的漂移误差：

失调漂移误差：$\pm 100 \times 10^{-6} \times 15\text{V} = \pm 1.5 \times 10^{-3}\text{V}$。

相对误差：$\frac{\pm 1.5 \times 10^{-3}}{10}\% = \pm 0.015\%$。

增益漂移误差：$(\pm 10 \times 10^{-6} \times 15)\% = \pm 0.015\%$。

±15V 电源电压变化所产生的失调误差(设电源电压变化为 1%)为

$$200 \times 10^{-6} \times 15 \times 1\% \times 2\text{V} = 6 \times 10^{-5}\text{V} = 60\mu\text{V} \text{（可以忽略）}$$

b. A/D 转换器的漂移误差：

增益漂移误差：$(\pm 25 \times 10^{-6}) \times 15 \times 100\% \approx \pm 0.037\%$

失调漂移误差：$(\pm 7 \times 10^{-6}) \times 15 \times 100\% \approx \pm 0.010\%$

电源电压变化的失调误差(包括±15V 和+5V 的影响)

$$\pm(0.004 \times 2 + 0.001)\% = \pm 0.009\%$$

按绝对值和的方式综合，工作温度范围内系统总误差为

$$\pm(0.015 + 0.015 + 0.037 + 0.010 + 0.009)\% = \pm 0.086\%$$

按方和根方式综合，系统总误差则为

$$\pm(\sqrt{2 \times 0.015^2 + 0.037^2 + 0.010^2 + 0.009^2})\% \approx \pm 0.045\%$$

由以上计算表明，总误差满足指标要求。因此，各个器件的选择在精度和速度两个方面都满足系统总指标的要求。

2.2 模拟输出通道

计算机测控系统的信号输出通道分为数字输出通道和模拟输出通道两种。数字输出通道又可分为数字显示、数字记录和数据传输三种。模拟输出通道是将测试数据转换成模拟信号经过信号调理后显示形成测试信号。模拟输出通道的输出信号主要用于对连续变量的执行机构进行控制。

2.2.1 模拟输出通道的基本理论

1. 零阶保持与平滑滤波

模拟信号数字化通常包括采样、量化和编码三个环节。而数字信号转换到模拟信号需要两个环节："D/A"和"保持"。其中"保持"是和"采样"相对应的，那么如何实现"保持"呢？由于采样得到的是各个瞬时幅值，再经过D/A转换，也只能得到各个采样时刻的近似幅值，不能得到连续时间波形。为了得到在时间上连续存在的波形就要填补相邻采样点之间的空白。有两种简单的填补方法：

一阶保持是把相邻采样点之间用直线连接起来，如图2.16(a)所示。

零阶保持是把采样点的幅值保持到下一个采样点，如图2.16(b)所示。

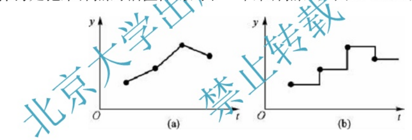


图2.16 一阶保持与零阶保持

(1) 零阶保持的实现电路。如图2.17所示，零阶保持很容易用电路来实现。

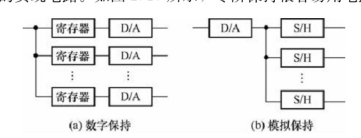


图2.17 零阶保持的两种实现电路

① 数字保持。如图2.17(a)所示，在D/A之前加设一个寄存器，让每个采样点的数据在该寄存器中一直寄存到信号的下个采样点数据到来时为止，D/A转换器输出波形就是连续的台阶电压。一般数据寄存器在寄存期间数据不会变化，精度较高，但成本较高。

② 模拟保持。如图2.17(b)所示，在公用的D/A之后每个通道加一个采样保持器，将D/A转换器输出子样电压保持到本路信号的下一个采样电压产生为止。由于采样保持器在保持期间保持电压会因保持电容漏电而跌落，模拟保持形式不如数字保持形式，而模

拟保持形式结构却比数字保持形式简单，成本较低。

(2) 零阶保持的输出和响应。零阶保持器输出波形将呈现如图 2.18 实线所示的形状。现在来研究一下如何将图 2.18 中实线所示的阶梯波形 $x_1(t)$ 变成虚线所示的光滑波形 $x(t)$。

假设给零阶保持器输入一个单位脉冲 $\delta(t)$，它的输出是图 2.19(a)所示的矩形脉冲。根据单位脉冲响应的傅里叶变换就是其频率响应 $H(\omega)$，即

$$H(\omega)=\int_{-\infty}^{+\infty}g(t)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega t}\,\mathrm{d}t=\int_{0}^{T_s}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega t}\,\mathrm{d}t=\left.\frac{\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega t}}{-\mathrm{j}\omega}\right|_{0}^{T_s}=\frac{1-\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega T_s}}{\mathrm{j}\omega}=T_s\frac{\sin\left(\frac{\omega T_s}{2}\right)}{\frac{\omega T_s}{2}}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\left(\frac{\omega T_s}{2}\right)}$$

所以

$$|H(\omega)|=T_s\frac{\sin\left(\frac{\omega T_s}{2}\right)}{\frac{\omega T_s}{2}} \tag{2-35}$$

$$\varphi(\omega)=-\frac{\omega T_s}{2} \tag{2-36}$$

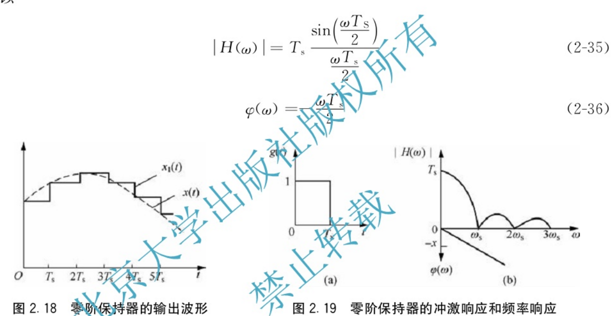


图 2.18 零阶保持器的输出波形 图 2.19 零阶保持器的冲激响应和频率响应

因此，零阶保持器的幅频特性和相频特性如图 2.19(b)所示，由图可见，零阶保持器是一个 $\frac{\sin x}{x}$ 型的滤波器。

由图 2.18 可见，在理论上可以认为零阶保持器输入的是一幅度为 $x(nT_s)$ 的冲激脉冲序列或称子样脉冲串，即 $x_s(t)$ 为

$$x_s(t)=\sum_{-\infty}^{+\infty}x(nT_s)\cdot\delta(t-nT_s)$$

这一冲激脉冲序列输入到零阶保持器，便在其输出端形成了如图 2.18 中实线所示的阶梯波形 $x_1(t)$，该阶梯波形的台阶宽度也就是零阶保持器的保持周期 T_s。

(3) 平滑滤波器。图 2.18 中，令 $x_1(t)$ 的频谱为 $X_1(\omega)$，$x_s(t)$ 的频谱为 $X_s(\omega)$，则有

$$X_1(\omega)=X_s(\omega)\cdot H(\omega) \tag{2-37}$$

若令 $x(t)$ 的频谱为 $X(\omega)$，有

$$X_s(\omega)=\frac{1}{T_s}\sum_{-\infty}^{\infty}X(\omega-n\omega_s) \tag{2-38}$$

得

$$X_1(\omega)=[X(\omega)+X'(\omega)]\cdot\frac{H(\omega)}{T_s}$$

式中，$X(\omega)$ 为基带频谱；$X'(\omega)=[X(\omega-\omega_s)+X(\omega-2\omega_s)+X(\omega-3\omega_s)+\cdots]+[X(\omega+\omega_s)+X(\omega+2\omega_s)+X(\omega+3\omega_s)+\cdots]$ 为调制频谱。

由图 2.20 可见，保持器的频率响应 $H(\omega)$ 有突出基带频谱的作用，而且能完全阻止保持频率及其谐波通过。

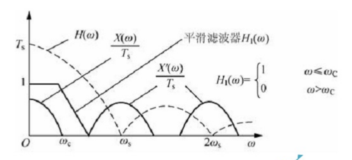


图 2.20　零阶保持器和平滑滤波器的作用

为了使阶梯变平滑，需要一个低通滤波器将漏掉的调制频谱 $F'(\omega)$ 滤掉，而将 $F(\omega)$ 保留，这样的低通滤波器称为平滑滤波器。平滑滤波器的频率响应应该能使基带频谱 1∶1 通过，而使调制频谱衰减到零。

2. 保持周期的确定

模拟信号输出通道将计算机处理后的测试数据恢复成模拟信号，假设有 m 路信号的采样数据，每路信号共有 n 个采样点，第 i 路信号的第 j 次采样的数据为 D_{ij}。计算机每隔 t_0 时间送出一个子样数据到输出通道。根据图 2.17，零阶保持器的保持周期为

$$T_s = mt_0 \tag{2-39}$$

如果模拟信号输出通道中设定的保持周期与模拟信号输入通道中设定的采样周期相等，那么经零阶保持和平滑滤波后恢复出来的模拟信号波形，就与输入通道中被采样的输入模拟信号波形相同。

2.2.2　模拟输出通道的基本结构

模拟输出通道主要由数据寄存器、D/A 转换器和调理电路三部分组成，其输出信号在显示器和执行机构等模拟终端上显示。按照信号输出路数来分有单通道输出和多通道输出两类结构，多通道输出结构是由单通道输出结构演变而来的，大致分为以下三种。

1. 数据分配分时转换结构

如图 2.21 所示，分时转换结构的每个通道都配置一套数据寄存器和 D/A 转换器，由微机处理后的数据通过数据总线分时地选择到各个通道的数据寄存器，然后经过 D/A 转换得到模拟信号，由信号调理电路对信号进行处理，使信号满足仪表或控制元件的要求。缺点是各通道输出的模拟信号存在时间偏斜，因此不适合于要求多参量同步控制执行机构的系统。

2. 数据分配同步转换结构

如图 2.22 所示，同步转换结构中多路通道的 D/A 转换是同步进行的，因此信号可同时到达执行部件。在数据寄存器 R_1 与 D/A 转换器之间增加一个寄存器 R_2。数据总线分时选通主机的输出数据被 R_1 接受，然后传送到 R_2，同时进行 D/A 转换并输出模拟量。特点是各通道输出的模拟信号不存在时间偏斜，因此适合于要求多参量同步控制执行机构的系统。

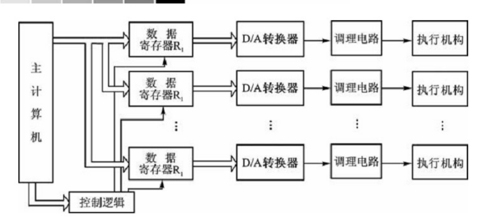


图 2.21　数据保持分时转换结构

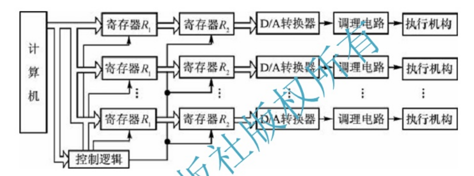


图 2.22　数据保持同步转换结构

3. 模拟分配分时转换结构

如图 2.23 所示，模拟分配分时转换结构的各个通道共用一个寄存器和一个 D/A 转换

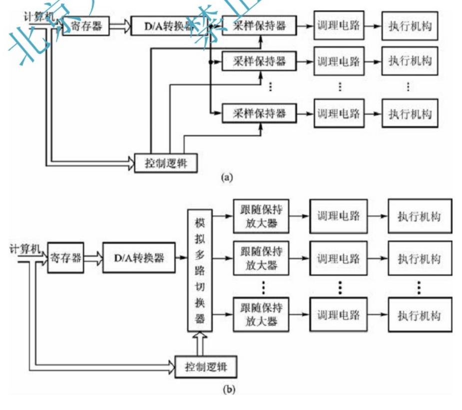


图 2.23　模拟保持分时转换结构

器，处理后的数据通过数据总线按照通道顺序分时传送到数据寄存器并进行 D/A 转换，产生相应通道的模拟输出值。在 D/A 转换器对第 i 路数据进行 D/A 转换时，微机控制第 i 路 S/H 进行采样，其他路 S/H 都处于保持状态。

图 2.23(a)中输入端并联的多路采样保持器可以用图 2.23(b)的模拟多路切换器 MUX 和多个存储电容及跟随保持放大器代替。

2.2.3 模拟输出通道单元电路的选用

1. D/A 转换器

D/A 转换器是模拟信号输出通道的第一道环节，是重要的核心环节。

1) D/A 位数的确定

D/A 转换器的位数取决于输出模拟信号所需要的动态范围。如果输出通道是不失真再现模拟输入信号，那么输出通道的 D/A 位数等于输入通道的 A/D 位数。若要求输出通道形成动态范围在 20dB 左右的监视波形，则一般取 D/A 位数为 5～7，在 D/A 转换前需进行数字 AGC 控制。若输出通道为驱动指针式仪表（精度 δ），则一般取 D/A 位数 $n=-\frac{\lg\delta}{\lg 2}$。在微机化开环控制系统中，一般取 $n=\frac{\lg(V_{\max}/V_{\mathrm{TH}})}{\lg 2}$。而在微机化闭环控制系统中，D/A 转换器输出的是误差信号，分辨率低于开环系统，因此一般取 D/A 位数比 A/D 位数少两位。

2) 主要结构特性和应用特性的选择

(1) 数字输入特性。包括接收数码的码制、数据格式及逻辑电平等。

接收数码的码制为自然二进制数码，当输入数码为偏移二进制码或 2 的补码等双极性数码时，应外接偏置电路后才能实现双极性 D/A 转换。

输入数据格式常常为并行码，对于芯片内部配置有移位寄存器的 D/A 转换器，可接收串行码。

对于固定阈值电平的 D/A 转换器一般只能和 TTL 或低压 CMOS 电路相连，而有些逻辑电平可以连接 TTL、高低压 CMOS 和 PMOS 等器件，但需要为此设置逻辑电平控制或阈值电平控制端。

(2) 模拟输出特性。目前多数 D/A 转换器件均属电流输出器件。通过查手册可以得到输入参考电压和参考电阻下的满码(全 1)输出电流，另外给出最大输出短路电流和输出电压允许范围。对于输出特性具有电流源性质的 D/A 转换器(如 DAC-08)，用输出电压允许范围来表示由输出电路造成的输出端电压的可变动范围。对于输出特性为非电流源特性的 D/A 转换器，如 AD7520、DAC1020 等，无输出电压允许范围，电流输出端应保持公共端电位或虚地，否则将破坏其转换关系。

(3) 锁存特性及转换控制。D/A 转换器是否具有锁存输入数字量的功能直接影响与 CPU 的接口设计。如果 D/A 转换器没有输入锁存器，通过数据总线传送数字量时，需外加锁存器，否则通过具有锁存功能的 I/O 口传送数字量给 D/A。D/A 转换器有时需要在外部施加转换控制信号后才开始转换和输出。例如，DAC0832 在 CPU 分时控制多路 D/A 输入时，可以做到多路 D/A 转换的同步输出。

(4) 参考源。D/A 转换器中，参考电压源是唯一影响输出结果的模拟参量，是 D/A

转换接口中的重要电路，对接口电路的工作性能和电路结构有很大影响。为了保持较好的转换精度和简化接口电路，最好使用内部带有低漂移精密参考电压源的D/A转换器。

2. 反多路开关和采样保持器

图2.23(b)中的模拟多路切换器是把多个开关的输入端并在一起，作用是把单路串行输出的D/A转换电压按通道分离开来，变成多路并行输出的模拟电压，称为反多路开关。

图2.23(a)中的采样保持器是保持D/A转换后的模拟电压，每当D/A转换第i道采样数据时，第i道采样保持器便处于采样状态，其他时间均处于保持状态。因此每路采样保持器的保持时间t_H为

$$t_H = mt_0 \tag{2-40}$$

式中，m为输出通道数；t_0为微机输出子样数据字的时间间隔。保持期间因保持电压跌落速率$\frac{dV_0}{dt}$造成的跌落误差为

$$\Delta V_0 = \frac{dV_0}{dt} \cdot t_H = \frac{dV_0}{dt} \cdot mt_0 = \frac{I_D}{C_H} \cdot mt_0 \tag{2-41}$$

由式(2-41)可见，在精度要求较高的应用中，为减少跌落误差，应减少存储电容的漏电电流I_D，增大存储电容C_H，减少通道数m，缩短计算机输出子样数据字的时间间隔t_0。

如果各路模拟通道负载具有惯性储能性质，则可省去采样保持器，让反多路开关直接驱动惯性元件或仪表。配电板上的指针式仪表由于具有较大的惯量，只要数据刷新速率足够高，指针不会发生抖动，平均指示值取决于脉动模拟输入值的占空比。

3. 调理电路

模拟信号输出通路中的调理电路有滤波、电压/电流转换和放大等形式，这取决于输出通道负载的要求。

1）滤波器

输出通道负载要求较平滑的电压输出，D/A转换器输出端要接入平滑滤波器。平滑滤波器应为低通滤波器，其截频f_h应满足：

$$f_h = f_{max} = \frac{1}{4T_s} = \frac{1}{4mt_0} \tag{2-42}$$

例如，数字地震仪的模拟输出通道把记录信号回放出来形成监视波形，从尽可能多显示地震信息的角度出发，输入通道滤波器带宽很大。但在输出通道显示中，为了突出有效信号抑制干扰信号，通常设置通频带很窄的滤波器，以滤除低频干扰和高频干扰。

有些微机化测试系统因信号输入通道中已有高低通滤波器滤除干扰，所以信号输出通道中只有平滑滤波器而无其他滤波器，有些并不要求平滑电压输出的场合，平滑滤波也可不要。

2）电压/电流转换和频率/电压转换

计算机测控系统有时需要长距离传输，常常以电流方式输出，而大多数D/A电路输出为电压信号，因此在输出通道中设置电压/电流转换电路，以便将输出的电压信号转换成电流信号。

由于频率信号输出占用总线数量少，易于远距离传送，抗干扰能力强，因此，在有些计算机测控系统中，采用频率量输入/输出通道。

3）线性功率放大器

用于模拟量控制的输出通道，为了驱动模拟显示或记录装置，在输出通道还需要使用电压放大器。在模拟量控制的输出通道使用线性功放，在开关量控制的输出通道使用开关型功放。线性放大器由分立元件或集成功放组成，在直流伺服控制系统中，使用集成功率运算放大器可大大简化电路，并提高系统的可靠性。

2.3 开关量输入/输出通道

开关是一种有两个可选择的、有固定位置的装置，主要用于向单片机输入电平信号。开关量信号就是通过拨动开关的位置，使单片机得到的一个固定不变的电平信号。在智能仪器中用于向单片机输入控制命令或数据，开关信号可以通过机械式开关、电子式开关、温度开关等方式产生。

只有开和关、通和断、高电平和低电平两种状态的信号称为开关量信号，在智能仪器的电子电路中，通常用二进制数 0 和 1 来表示。

开关量输入、输出部分是智能仪器与外围设备的联系部件，智能仪器通过接收来自外围设备的开关量输入信号和向外围设备发送开关量信号，实现对外围设备状态的检测、识别和对外部执行元器件的驱动和控制。

常见电子开关有扳键开关、磁性开关、光敏器件开关(光电开关、光纤开关等)、温度超限开关等。

由于外部装置输入的开关量信号的形式一般是电压、电流和开关的触点，这些信号经常会产生瞬时高压、过电流或接触抖动等现象。因此为使信号安全可靠，在输入到单片机之前必须接入信号输入电气接口电路，对外部的输入信号进行滤波、电平转换和隔离保护等。

外界的开关量信号在一般情况下可直接连入以单片机为核心的智能仪器中。但当外界的开关量信号的电平幅度与单片机 I/O 端口的信号电平不相符时(由于这些电平信号功率有限，加上外界还存在各种干扰和影响)，应在电平转换后(采用各种缓冲、放大、隔离和驱动电路等措施)，再输入到单片机的 I/O 端口上。

2.3.1 开关量输入通道

1. 电气信号分析

开关量信号和单片机的电气接口有 TTL 电平、CMOS 电平、非标准电平、开关或继电器的触点等。

(1) TTL 电平(晶体管-晶体管逻辑电平)。通常数据表示采用二进制规定，+5V 等价于逻辑“1”，0V 等价于逻辑“0”，这是计算机处理器控制的设备内部各部分之间通信的标准技术。TTL 输出高电平大于 2.4V，输出低电平小于 0.4V。TTL 电路的速度快，传输延迟时间短(5～10ns)，但是功耗大。

(2) CMOS 电平。CMOS 电平+12V 等价于逻辑“1”，0V 等价于逻辑“0”，COMS 电路速度慢，传输延迟时间长(25～50ns)，但功耗低。

5V 的电平不能触发 CMOS 电路，12V 的电平会损坏 TTL 电路，因此不能互相兼容匹配。在外设接口电路中，经常需要对传输过程中的信息进行放大、隔离及锁存，能实现上述功能的接口芯片最简单的就是缓冲器、数据收发器和锁存器。

(3) 74 系列器件。74 系列器件是一种中小规模 TTL 集成电路芯片，为低成本、工业和民用产品，工作温度为 0～70℃，可以按功耗和速度进行分类，对于相同编号、不同类型的芯片，其逻辑功能完全一样。

2. 开关量输入通道结构

开关量输入通道通常由信号输入调理电气接口(信号滤波电平转换、隔离保护等)、信号输入缓冲器(缓冲和选通外部输入信号)和输入/输出地址译码器(将外部开关信号转换为 0、1 信号)组成，如图 2.24 所示。

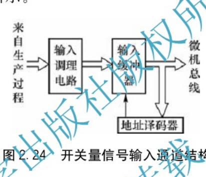


图 2.24　开关量信号输入通道结构

3. 开关量输入接口电路

开关量输入通道的基本功能就是接收外部装置或生产过程的状态信号。这些状态信号的形式可能是电压、电流和开关的触点，因此引起瞬时高压、过电压、接触抖动等现象。为了将外部开关量信号输入到计算机，必须将现场输入的状态信号经转换、保护、滤波、隔离措施转换成计算机能够接收的逻辑信号，这些功能称为信号调理。下面针对不同情况分别介绍相应的信号调理技术的接口电路。

1) 扳键开关与单片机的接口电路。

扳键开关与单片机的接口电路如图 2.25 所示。

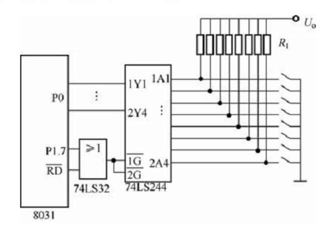


图 2.25　扳键开关与单片机的接口电路

图 2.25 中，扳键开关将高电平或低电平经缓冲器 74LS244 输入单片机的 I/O 引脚，74LS244 的数据输入端与单片机 8031 的 P0 口相连接，用于 8 位数据的传送，8031 的 P1.7 和 $\overline{\text{RD}}$ 作为 74LS244 的选通信号。当扳键开关合上时，将向 P0 口的相应引脚送入低电平；反之，当开关打开时，将向 P0 口送入高电平。

在实际的电路中，为了清除由于接点的机械抖动而产生的振荡信号，从开关、继电器等接点输入信号的电路往往采用图 2.26 所示的输入信号调理电路。

图 2.26(a)所示为一种简单的采用积分电路消除开关抖动的方法，它将接点的接通和断开动作，转换成 TTL 电平信号与计算机相连。为了清除由于接点的机械抖动而产生的振荡信号，一般都应加入有较长时间常数的积分电路来消除这种振荡。图 2.26(b)所示为 RS 触发器消除开关两次反跳的方法。

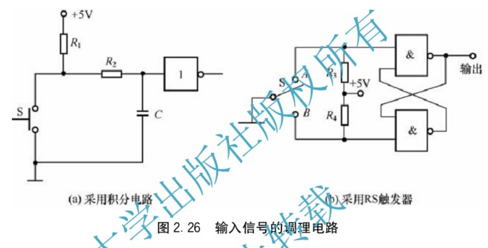


图 2.26 输入信号的调理电路

2）磁性开关与单片机的接口电路

磁性开关一般由霍尔元件型、干簧管型等，常用于监测门窗是否打开及各种脉冲式水表、气表。此时，需在普通转盘计数的仪表中加装霍尔元件和磁铁，即可构成基于磁电转换技术的传感器。

霍尔元件差动放大电路如图 2.27(a)所示。图中若有磁场作用，则霍尔元件会输出 120mV 电压信号，经过约 40 倍的差动放大器放大整形后，在 V_0 上输出高电平；否则输出低电平。霍尔元件和运放电路一起，构成了开关型霍尔传感器，将这个信号输送到单片机的 I/O 口或外部中断引脚，即可实现霍尔检测开关控制。

霍尔元件与单片机接口电路如图 2.27(b)所示。图中霍尔传感器在 5V 电压的作用下，外加一个磁场会在霍尔传感器的 3 引脚输出一个电平信号。当开关型霍尔传感器在固定电平的作用下，若外加一个固定的磁场，则一个金属类物体接近或通过时，会改变磁场对传感器的作用，随之改变它的输出电平。

若不外加一个固定磁场，而是一个带永久磁钢的物体接近或通过，那么在磁场的作用下，也会改变传感器的输出电平状态。因此，当有一个金属物体或带磁钢的物体通过或接近开关型霍尔传感器时，会引起输出电平的变化，霍尔传感器的输出端与单片机的 P1.0 端口相连接，单片机就会接收到一个开关信号。

3）光敏器件开关与单片机的接口电路

工业上应用很广泛的是光电传感器，如光电计数开关、光电位置检测开关。光电开关和单片机的接口电路如图 2.28 所示。

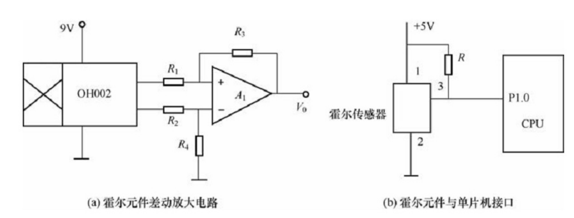


图 2.27　磁性开关与单片机的接口电路

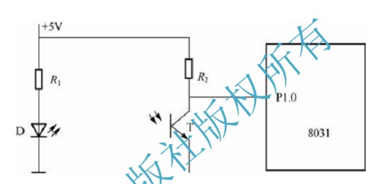


图 2.28　光电开关和单片机的接口电路

图 2.28 中的 D 为红外发光二极管，R_1 为限流电阻，T 是光电接收晶体管，R_2 为采样电阻。D 在＋5V 的作用下，产生红外光线，当红外光线没有被挡住时，T 导通饱和，向单片机输入一个 0 电平信号；当红外光线被挡住时，T 截止，向 CPU 输入一个 1 电平信号。向单片机输入开关信号，就能对红外光线进行控制。根据发光二极管与接收晶体管的不同位置设计的开关接口电路，可以应用于计数、位置状态、转速等多方面测试。

图 2.29 中，红外发光二极管和红外接收晶体管分别安装在产品流水线传送带的两边，每当传送带上有一个产品经过，就会遮挡红外光线一次，使红外接收晶体管输出一个脉冲电平信号。单片机对输入的脉冲信号进行计数，就可以对产品的产量进行统计。

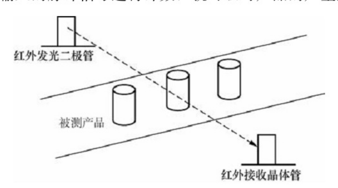


图 2.29　生产线上的产品计数模型

图 2.30 中当移动的物体一旦挡住红外光线，红外接收晶体管就会输出一个脉冲信号。此装置可以用来检测物体的有或无，可以作为运动物体的限位检测电路，可以作为外人侵入的报警检测电路，也可以作为自动门的控制电路。

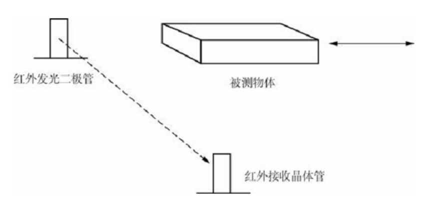


图 2.30　光电传感器位置检测

如图 2.31 所示，大功率系统中需要从电磁离合等大功率器件的接点输入信号。在这种情况下，为了使接点工作可靠，接点两端至少要加 24V 以上的直流电压。因为直流电平响应快，不易产生干扰，电路又简单，因而被广泛采用。但是这种电路，由于所带电压高，所以，高压与低压之间，用光电耦合器进行隔离。

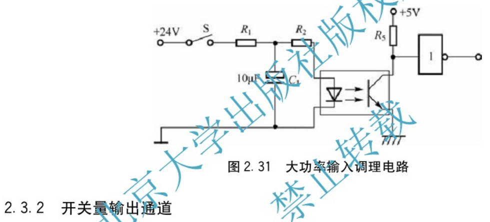


图 2.31　大功率输入调理电路

2.3.2　开关量输出通道

1. 开关量输出特点

在测控系统中，对被控设备的驱动常采用模拟量输出驱动和开关量输出驱动两种方式，其中模拟量输出指其输出信号(电压、电流)可变，根据控制算法，使设备在零到满负荷之间运行，在一定的时间 T 内输出所需的能量 P；开关量输出则是通过控制设备处于“开”或“关”状态的时间来达到运行控制目的。如根据控制算法，同样要在 T 时间内输出能量 P，则可控制设备满负荷工作时间 t，即采用脉宽调制的方法，同样可达到要求。

以前的控制方法常采用模拟量输出的方法，由于其输出受模拟器件的漂移等影响，很难达到较高的控制精度。随着电子技术的迅速发展，特别是计算机进入测控领域后，开关量输出控制已越来越广泛地被应用；由于采用数字电路和计算机技术，对时间控制可以达到很高精度。因此，在许多场合开关量输出控制精度比一般的模拟量输出控制高，而且利用开关量输出控制往往无需改动硬件，而只需改变程序就可用于不同的控制场合，如在 DDC 系统中，利用微型机代替模拟调节器，实现多路 PID 调节，只需在软件中每一路使用不同的参数运算输出即可。

2. 电路结构

开关量输出是数字化驱动输出的一种方式，可通过控制外部对象处于“开”或“关”

状态的时间来达到运行控制的目的。开关量输出通道主要由输出锁存器、输出驱动器和地址译码器等电路组成。开关量输出通道框图如图 2.32 所示。

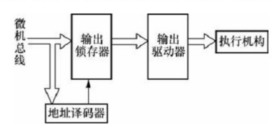


图 2.32 开关量输出通道框图

当对外围设备进行控制时，控制状态一般需要保持到下一个新状态值给出为止，可以采用 74LS273、74LS373 等器件作为开关量信号锁存器。由于被控设备需要一定的电压和电流，锁存器的驱动能力有限，不能直接驱动被控设备，因此，在锁存器后级必须配接有足够驱动能力的输出驱动电路。

3. 开关量输出接口电路

1）电感性负载耦合电路

开关量输出电路常常控制着动力设备的启停，如果设备的启停负荷不太大，而且启停操作的响应速度也要求不高，则适合于采用继电器隔离的开关量输出电路。由于继电器线圈需要一定的电流才能动作，所以，必须在微机的输出 I/O 口与继电器线圈之间接 7406 或 75452P 等驱动器。继电器线圈是电感性负载，当电路开断时，会出现电感性浪涌电压。所以，在继电器两端要并联一个泄流二极管以保护驱动器不被浪涌电压所损坏，如图 2.33 所示。

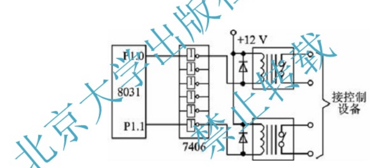


图 2.33 光电耦合电路

图 2.33 为一个典型的继电器驱动电路，P1 口的每一位经一个反相驱动器 7406 控制一个继电器线圈。当 P1 口某一位输出“1”时，继电器线圈上有电流流过，则继电器动作；反之，当输出为“0”时，继电器线圈上无电流流过，开关恢复到原始状态。

该电路同样适用驱动气动元件中的电气转换阀，从而实现微机对气动开关元件的控制。

2）直流负载输出接口电路

图 2.34 所示为常见的直流负载驱动电路。

图 2.34(a)是功率晶体管驱动电路，适合于负载所需的电流不太大(为几百 mA)的场合。图中开关晶体管的驱动电流必须足够大，否则晶体管会增加其管压降来限制其负载电流，从而有可能使晶体管超过允许功耗而损坏，图 2.34(a)中晶体管驱动电流采用 TTL 集电极开路门来提供。

图 2.34(b)是达林顿管驱动电路。图中虚线框内的两个晶体管接成复合型做成一只管子，称为达林顿管。达林顿管的特点是具有高输入阻抗和极高的增益。由于达林顿驱动器要求的输入驱动电流很小，可直接用单片机的 I/O 口驱动。I/O 口低电平有效，外电路加上拉电阻。使用时应加散热板。

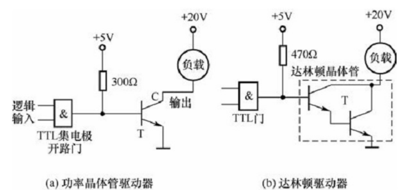


图 2.34　直流继电器输出接口电路

3）固态继电器输出接口电路

固态继电器(SSR)是一种采用固体元件组装而成的新型电子继电器，其输入端输入控制电流较小，只要用 TTL、HTL 或 CMOS 集成器件或晶体管就可以直接驱动。固态继电器内含晶体管或晶闸管输出驱动，特别适用于控制大功率设备的场合。

固态继电器作为一种四端有源原件，输入/输出之间采用光耦合器进行隔离。零交叉电路可以使电流电压变化到 0V 附近时让电路接通，从而减小干扰。电路接通后，由触发电路给出晶闸管器件的触发信号。

直流固态继电器(DC-SSR)是指输出端用功率晶体管作为开关元件的固态继电器，如图 2.35(a)所示，主要用于直流大功率控制场合。

交流固态继电器(AC-SSR)是指输出端用双向晶闸管作为开关元件的固态继电器，如图 2.35(b)所示，主要用于交流大功率驱动场合。

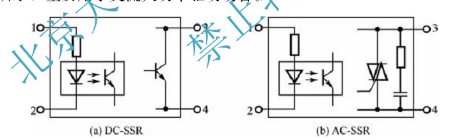


图 2.35　DC-SSR 与 AC-SSR

固态继电器无触点接触控制，无机械触点噪声，不会产生抖动和回跳，开关速度快，体积小，质量轻，寿命长。因此被广泛使用。

4）交流电磁式接触器的接口

交流负载的功率驱动电路，通常采用晶闸管来构成。晶闸管有单向晶闸管和双向晶闸管两种类型。

晶闸管只工作在导通或截止状态，使晶闸管导通只需要极小的驱动电流，一般输出负载电流与输入驱动电流之比大于 1000，是较为理想的大功率开关器件，通常用来控制交流大电压开关负载。由于交流电属强电，为了防止交流电干扰，晶闸管驱动电路不宜直接与数字逻辑电路相连，通常采用光电耦合器进行隔离。

如图 2.36 所示，图中 P1.0 输出锁存开关量，三态缓冲门 74LS244 接成直通式，当 P1.0＝0 时，光电耦合器中的发光二极管导通，外接晶体管 T 截止，双向晶闸管导通，交流电源给负载加电。反之，当 P1.0＝1 时，负载断电。外接发光二极管 D 用做开关指示。

如果将图中双向晶闸管换成单向晶闸管，则在 P1.0＝0 期间负载得到的不再是双向交流电压而是单向脉动电压。

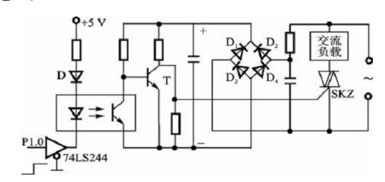


图 2.36　交流电磁式接触器的接口电路

电路除用于控制交流接触器，还可用于控制灯光、加热器、单相电机等。但当改变负载时，一定要注意双向晶闸管的参数是否能满足负载的要求。

如果想要系统更加稳定，必须对数字量和模拟量的输入/输出通道中加入调理电路，并加强系统的硬件防干扰。所以说，开光量的输入/输出的接口电路的处理电路只是系统整个防干扰技术的一部分。

2.3.3　设计实例

小功率直流电动机的转速控制方法是通过改变电动机通断时间的比例，来达到调速的目的。这种调速方法称为脉冲宽度调速。其控制曲线如图 2.37 所示。电动机的平均转速为

$$V_d = V_{max} \times D$$

式中，t 为脉冲宽度；T 为脉冲周期；$D=t/T$，称为占空比。占空比越大，转速越高。

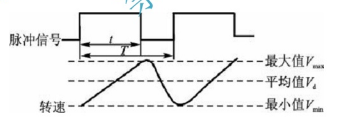


图 2.37　直流电动机控制曲线

图 2.38 所示为平均转速 V_d 与占空比 D 之间的关系。由此可以看出，平均转速与占空比的关系并非完全线性关系，但可以近似地看成线性(如虚线所示)。对于特定的电动机，其最大速度 V_{max} 是确定的，因此，控制平均速度就要控制占空比。

单片机实现的脉冲宽度调速控制系统如图 2.39 所示。这里，EPROM2732 占用地址空间范围为 0000H～0FFFH，片选控制端$\overline{CE}$接地处于常选通状态。芯片 EPROM2732 用于固化控制程序，芯片 8031 的四个 I/O 端口：P0 和 P2 作为地址、数据线，P1 口作为输入口，读设定的开关数 N，P3.4 作为控制位，用于输出控制脉冲，经驱动器和晶体管开关加到电动机上。当 P3.4 输出“1”时，晶体管开关接通，电动机通电；当 P3.4 输出“0”时，晶体管截止，电动机断电。

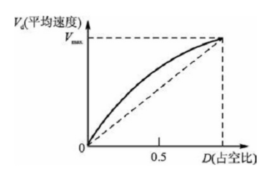


图 2.38　平均转速与占空比的关系

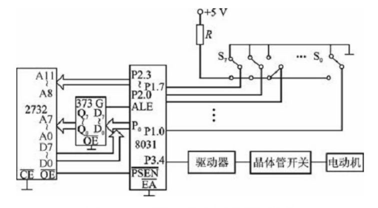


图 2.39　单片机脉宽调速控制电路

8 个单刀双掷开关用于设定占空比的给定值，当开关拨到上方时，该位为“0”；当开关拨到下方时，该位为“1”。改变 $S_0 \sim S_7$ 中的 8 位二进制数的值，就能改变脉冲占空比。此时电动机的平均转速为

$$V_d = V_{max} \times D = \frac{N}{256} \times V_{max}$$

式中，N 为开关的给定值。当 $N=0$ 时，电动机的平均转速 $V_d=0$；当 $N=255$(即 FFH)时，$D=255/256 \approx 1$，$V_d=V_{max}$。因此，只要根据所期望的平均转速求出开关 S 的给定值，然后由人工设定各开关的状态即可。

电动机控制脉冲的产生有两种方法：

(1) 程序延时的方法。使通电时间为 N 个单位时间，断电时间为 $N_补$(N 的补码)个单位时间，其流程图如图 2.40 所示。相应程序如下：

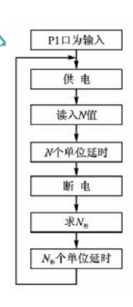


图 2.40　程序延时的方法

```
        MOV     P1.0, #FFH      ;P1.0 口为输入
CONT:   SETB    P3.4            ;供电
        MOV     R3, P1          ;读入 N
        LOOP:   ACALL  DELAY
        DJNZ    R3, LOOP        ;N 个单位延时
        CLR     P3.4            ;断电
        MOV     A, P1
        CPL     A
        INC     A
        XCH     A, R3           ;N补 →R3
LOOP1:  ACALL  DELAY
        DJNZ    R3, LOOP1       ;N补 个单位延时
        AJMP    CONT
DELAY:  MOV     R5, #M
LOOP2:  MOV     A, #M1
LOOP3:  DEC     A
        JNZ     LOOP3
        DJNZ    R5, LOOP2
        RET
```

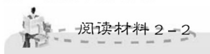
(2) 计数方法。以寄存器 R_n 作为计数器，系统启动后，首先读入 N 值，然后把 N 值与计数值比较，当计数值小于 N 值时，电动机通电，当计数值等于或大于 N 值时，使电动机断电。程序流程图如图 2.41 所示。相应程序如下：

图 2.41　计数方法

```
        MOV     P1.0, #FFH    ;P1.0 口为输入
LOOP2:  MOV     R4, #FFH      ;设循环计数器
        SETB    70H           ;设供电模型
        MOV     R3, #00H      ;计数器赋初值
LOOP1:  MOV     A, P1         ; 读入 N
        CLR     C             ; 开关数与计数值比较，计数
                              值小于 N 时供电，否则断电
        SUBB    A, R3
        JNZ     THL
        CLR     70H           ;设断电模型
THL:    MOV     C, 70H
        MOV     P3.4, C       ;输出模型
        ACALL   DELAY         ;延时
        INC     R3            ;计数器+1
        DJNZ    R4, LOOP1     ;循环数不为 0 转
        AJMP    LOOP2
DELAY:  MOV     R5, #M
LOOP2:  MOV     A, #M1
LOOP3:  DEC     A
        JNZ     LOOP3
        DJNZ    R5, LOOP2
```


2.4 数据采集卡

数据采集卡实际上就是过程通道板卡，它在一块印制电路板上集成了模拟多路开关、程控放大器、采样/保持器、A/D 和 D/A 转换器、地址译码、控制逻辑、光电隔离等总线接口电路和应用电路。



数据采集卡的产生

数据采集(DAQ)是指从传感器和其他待测设备等模拟和数字被测单元中自动采集非电量或者电量信号，送到上位机中进行分析、处理。数据采集系统是结合基于计算机或者其他专用测试平台的测量软硬件产品来实现灵活的、用户自定义的测量系统。数据采集卡，即实现数据采集功能的计算机扩展卡，可以通过 USB、PXI、PCI、PCI Express、火线(1394)、PCMCIA、ISA、Compact Flash、485、232、以太网、各种无线网络等总线接入个人计算机。

为了满足IBM-PC及其兼容机用于数据采集与控制的需要，国内外许多厂商生产了各种各样的数据采集板卡(或I/O板卡)。这类板卡均参照IBM-PC的总线技术标准设计和生产，用户只要把这类板卡插入IBM-PC主板上相应的I/O扩展槽中，就可以迅速方便地构成一个数据采集与处理系统，从而大大节省硬件的研制时间和投资，又可以充分利用IBM-PC的软硬件资源，还可以使用户集中精力对数据采集与处理中的理论和方法进行研究、系统设计及程序的编制等。

资料来源：http：//baike.baidu.com/view/879914.htm.

2.4.1 数据采集卡的种类

基于PC总线的板卡是指计算机厂商为了满足用户需要，利用总线模板化结构设计的通用功能模板。基于PC总线的板卡种类很多，其分类方法也有很多种。按照板卡处理信号的不同可以分为模拟量输入板卡(A/D卡)、模拟量输出板卡(D/A卡)、开关量输入板卡、开关量输出板卡、脉冲量输入板卡、多功能板卡等。其中多功能板卡可以集成多个功能，如数字量输入/输出板卡将模拟量输入和数字量输入/输出集成在同一张卡上。根据总线的不同，可分为PCI板卡和ISA板卡。各种类型板卡依据其所处理的数据不同，都有相应的评价指标，现在较为流行的板卡大都是基于PCI总线设计的。数据采集卡的性能优劣对整个系统举足轻重。选购时不仅要考虑其价格，更要综合考虑、比较其质量、软件支持能力、后继开发和服务能力。

表2-4列出了部分数据采集卡的种类和用途，板卡详细的信息资料请查询有关公司的宣传资料。

表2-4 数据采集卡的种类和用途

输入/输出信息来源及用途	信息种类	配套的接口板卡产品
温度、压力、位移、转速、流量等来自现场设备	运行状态的模拟电信号	模拟量输入信息、模拟量输入板卡
限位开关状态，数字装置的输出数码，接点通断状态，“0”、“1”电平变化	数字量输入信息	数字量输入板卡
执行机构的测控执行、记录等(模拟电流/电压)	模拟量输出信息	模拟量输出板卡
执行机构的驱动执行、报警显示蜂鸣器及其他(数字量)	数字量输出信息	数字量输出板卡
流量计算、电功率计算、转速、长度测量等脉冲形式输入信号	脉冲量输入信息	脉冲计数/处理板卡
操作中断、事故中断、报警中断及其他需要中断的输入信号	中断输入信息	多通道中断控制板卡
前进驱动机构的驱动控制信号输出	间断信号输出	步进电动机测控板卡
串行/并行通信信号、通信收发信息、多口RS	232/RS	422通信板卡
远距离输入/输出模拟(数字)信号	模拟/数字量远端信息	远程I/O板卡(模块)

还有其他一些专用I/O板卡，如虚拟存储板(电子盘)、信号调理板、专用(接线)端子板等，这些种类齐全、性能良好的I/O板卡与IPC配合使用，使系统的构成十分容易。

值得一提的是智能接口板卡。在多任务实时测控系统中，为了提高实时性，要求模拟量板卡具有更高的采集速度，要求通信板卡具有更高的通信速度。当然可以采用多种办法来提高采集和通信速度，但在实时性要求特别高的场合，则需要采用所谓智能接口板卡，如图2.42所示。简言之，所谓“智能”就是在接口板卡增加了CPU或控制器的I/O板卡，使I/O板卡与CPU具有一定的并行性。例如，除了IPC主机从智能模拟量板卡读取结果时是串行操作外，模拟量的采集和IPC主机处理其他事件是同时进行的(并行)；当然，智能通信板卡的通信工作与IPC主机基本上是并行的。



图2.42 PCICAN-9820智能接口卡

2.4.2 常用的数据采集卡

1. 模拟量输入卡(A/D卡)

在工业测控系统中，输入信号往往是模拟量，这就需要一个装置把模拟量转换成数字量，各种A/D芯片就是用来完成此类转换的。在实际的计算机测控系统中，不是以A/D芯片为基本单元，而是以制成商品化的A/D板卡为基本单元。

模拟量输入板卡根据使用的A/D转换芯片和总线结构不同，性能有很大的区别。板卡通常有单端输入、差分输入及两种方式组合输入三种。板卡内部通常设置一定的采样缓冲器，对采样数据进行缓冲处理，缓冲器的大小也是板卡的性能指标之一。在抗干扰方面，A/D板卡通常采取光电隔离技术，实现信号的隔离。板卡模拟信号采集的精度和速度指标通常由板卡所采用的A/D转换芯片决定。

例如，图2.43所示为研华PCI-1713模拟量输入卡。该板卡具有32路单端或16路差分模拟量输入或组合输入方式，12位A/D转换分辨率，A/D转换器的采样速率可达100kHz，每个输入通道的增益可编程，卡上有4KB采样FIFO缓冲器，DC 2500V隔离保护，支持软件、内部定时器触发或外部触发。

模拟量输入板卡的主要性能指标有：

(1) 输入信号量程和范围。输入量程指所能转换的电压(电流)的范围。模拟量输入板卡的常见输入量程有0～5V，0～10V，±2.5V，±5V，±10V和4～20mA等。有的模拟量板卡还能直接输入毫伏级电压信号或热阻信号。



图 2.43 PCI-1713 模拟量输入卡

输入范围指数据采集卡能够量化处理的最大、最小输入电压值。数据采集卡提供了可选择的输入范围，它与分辨率、增益等配合，以获得最佳的测量精度。

（2）增益。表示输入信号被处理前放大或缩小的倍数。给信号设置一个增益值，就可以实际减小信号的输入范围，使 A/D 转换尽量地细分输入信号。有的 A/D 卡的放大倍数是可以程控的，即板卡上的放大器为程控放大器，放大器的增益可以使用引脚编程或软件编程。可编程增益系数一般为 1～1000。

（3）分辨率。分辨率是 A/D 转换所使用的数字位数。分辨率越高，输入信号的细分程度越高，能够识别的信号变化量就越小。分辨率一般由板卡所使用的 A/D 转换器决定。

常用的分辨率有 8 位、10 位、12 位和 16 位等。分辨率越高，转换时对输入模拟信号变化的反应就越灵敏。工业过程控制中一般使用 12 位分辨率。

（4）精度。有绝对精度和相对精度两种表示法。常用数字量的位数作为度量绝对精度的单位，如精度为最低位 LSB 的 1/2，即为 1/2LSB。相对精度指转换后所得结果相对于实际值的准确度，一般情况是分辨率越高，精度越高。但这又是两个不同的指标概念，例如分辨率即使很高，但由于温度漂移、线性不良等原因使得精度并不一定很高。常用百分比来表示满量程时的相对误差，如 10 位的相对精度为 0.1%。“±0.04%FSR 25℃”表示在 25℃环境温度下，相对满量程时的相对误差为 0.04%，对应于 12 位分辨率。

（5）采样率。采样率指每秒能转换多少个点(通道)或对一个通道重复采样多少次，又称为转换速率。采样率决定了 A/D 变换的速率。采样率越高，则在一定时间内采样点就越多，对信号的数字表达就越精确。采样率必须保证一定的数值，如果太低，则精确度就很差。根据采样理论，采样频率必须是信号最高频率的两倍以上，采集到的数据才可以有效地复现出原始的采集信号。例如，信号的最高频率为 1kHz，那么为了采集到的数据能够准确地反映原始信号的频率特性，要求数据采集频率(sample rate)至少应该为 2kHz。一般的过程通道板卡的采样速率可以达到 30 000～100 000Hz。快速 A/D 卡可到 1MHz 或更高的采样速率。

（6）输入信号类型及方式。输入信号类型有电压和电流之分及信号的大小之分。如小信号输入 A/D 卡则表示该 A/D 卡能直接输入毫伏信号。输入方式有单端输入和差分输入两种，不过，一般的 A/D 能用做单端输入，也能用做差分输入。

（7）输入通道数。A/D卡的输入通道数一般有8路、16路和32路，有的A/D卡可以通过采样扩展板，将模拟量输入通道扩展成128路、256路等。一般情况下，采用单端输入时的通道数是差分输入时通道数的两倍。

（8）数据传输模式。数据传输模式指完成A/D转换后向计算机“传送”数据的方式。数据传输模式主要有三种：软件方式、中断传输方式、DMA方式。

软件方式：采用系统提供的时钟，通过对寄存器的查询来实现数据采集，速度比较慢，因此多用于低速数据采集场合。

中断传输方式：将板卡上的数据传输到预先定义好的内存变量中，然后由中断服务程序(ISR)完成数据传输，可以较快地实现数据传输。

DMA方式：将板卡上的数据不通过CPU直接传输到内存中，实现较快的数据传送。

（9）驱动程序及支持软件。性能良好的板卡还应支持多种应用软件和带有多种语言的接口及驱动程序。

2. 模拟量输出卡(D/A卡)

计算机内部处理采用的是数字量，而执行机构采用的是模拟量。计算机通过D/A板卡将数字量转化为模拟量，从而通过控制执行机构的动作去控制生产工艺过程。

D/A转换板卡同样依据其采用的D/A转换芯片的不同，转换性能指标有很大的差别。例如，图2.44所示为研华PCI-1720U模拟量输出卡。该板卡具有四路12位D/A输出通道，多种输出范围。由于能够在输出和PCI总线之间提供DC 2500V的隔离保护，PCI-1720U非常适用于需要高电压保护的工业场合。



图2.44 PCI-1720U模拟量输出卡

模拟量输出卡的主要性能指标有：

（1）分辨率：产生模拟输出的数字码的位数。较大的位数可以缩小输出电压增量的量值，因此可以产生更平滑的变化信号。对于要求动态范围宽、增量小的模拟输出应用，需要有高分辨率的电压输出。分辨率越高，模拟量输出的精度越高。

（2）转换率：D/A转换器所产生的输出信号的最大变化速率。

（3）输出范围：D/A转换后，其输出电压/电流的范围。

（4）线性度：反映了实际输出值与按线性关系计算出的理论值之间的误差。线性度越好，线性误差越小。

（5）精度：反映了实际输出的电压/电流值与计算出的理论电压/电流值的误差，与分辨率、线性度、放大器各项参数有关。

（6）输出通道数：模拟量输出通道的数目。

（7）建立时间：计算机送出数字量到输出电压/电流变化到相应值所需的时间，建立时间越短越好。

（8）驱动能力：电流输出时允许带的负载。与电压/电流转换电路的电源电压及电压/电流转换器件等因素有关。因为数据采集卡是从计算机总线上取电压/电流输出，故驱动能力有限，带大功率负载的时候，用户需要自己外加电源驱动设备。

3. 数字量输入/输出卡(I/O 卡)

计算机测控系统通过数字量输入板卡采集工业生产过程的离散输入信号，并通过数字量输出板卡对生产过程或控制设备进行开关式控制(二位式控制)。将数字量输入和数字量输出功能集成在一块板卡上，称为数字量输入/输出板卡，简称 I/O 板卡。数字量输入有隔离/非隔离、触点/电平等多种输入方式。数字量输出有触点/电平、隔离/非隔离等方式，触点输出本身是隔离的，不需要隔离电源。隔离型电平输出必须提供隔离电源。

数字量输入/输出接口相对简单，一般都需要缓冲电路和光电隔离部分，输入通道需要输入缓冲器和输入调理电路，输出通道需要有输出锁存器和输出驱动器。

例如，图 2.45 所示为研华 PCI-1730 数字量输入/输出卡，它提供了 16 路数字量输入和 16 路数字量输出，高输出驱动能力和中断能力，具有 DC 2500V 高电压隔离 I/O 通道。



图 2.45　PCI-1730 数字量输入/输出卡

数字量输入/输出卡的主要性能指标有：

（1）数字量的类型。分为 TTL 电平和隔离电压。这两种类型决定了数据采集板卡可以接收/侦测的电压范围。例如，TTL 电平 0～0.8V 为逻辑“0”，2.4～5V 为逻辑“1”；隔离电压逻辑 0/1 依板卡指标来确定。

（2）最大开关频率。开关量输入/输出信号的允许频率值；触点输入/输出的开关频率较低。开关频率实际上取决于板卡的总体设计。例如，是否支持 Bus Master 工作方式等。

（3）并行操作的位数。即同时可以输出/输入的通道的个数，与板卡设计和系统的总线宽度有关。例如，研华公司 PCI-1755 支持 8/16/32 位并行操作。

（4）驱动能力。因为数据采集卡从计算机总线上取电压/电流输出，故驱动能力有限，带大功率负载的时候需要自己外加电源驱动设备。

4. 脉冲量输入/输出板卡

工业控制现场有许多高速的脉冲信号，如旋转编码器、流量检测信号等，这些都要用脉冲量输入板卡或一些专用测量模块进行测量。脉冲量输入/输出板卡可以实现脉冲数字量的输出和采集，并可以通过跳线器选择计数、定时、测频等不同工作方式，计算机可以通过该板卡方便地读取脉冲计数值，也可测量脉冲的频率或产生一定频率的脉冲。考虑到

现场强电的干扰，该类型板卡多采用光电隔离技术，使计算机与现场信号之间全部隔离，来提高板卡测量的抗干扰能力。

例如，图 2.46 所示的研华 PCI-1780U 计数器/定时器卡，是基于 PCI 总线设计的接口卡。该卡使用了 AM9513 芯片，能够通过 CPLD 实现计数器/定时器功能。此外，该卡还提供 8 个 16 位计数器通道，并具有 8 通道可编程时钟资源，8 路 TTL 数字量输出/输入，最高输入频率达 20MHz，有多种时钟可以选择，可编程计数器输出，同时有计数器门选通功能。

脉冲量输入/输出板卡的主要性能指标有：

(1) 时钟输入。输入是一个数字输入，它的每次翻转都导致计数器的递增，因而提供计数器工作的时间基准。

(2) 门输入。门是指用来使计数器开始或停止工作的一个数字输入信号。

(3) 计数器输出。在输出线上输出数字方波和脉冲。

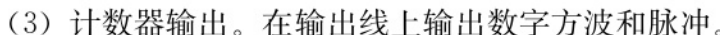




图 2.46　PCI-1780U 计数器/定时器卡

(4) 时基与时钟的频率。时基决定了可以翻转数字输入源的速度的快慢。频率越高，计数器递增得也越快，因此对于输入可探测的信号频率越高，对于输出则可产生更高频率的脉冲和方形波。

(5) 时钟分辨率　它是指计数器所应用的位数。简单地说，高分辨率意味着计数器可以计数的位数越高。



阅读材料 2－3

详解数据采集卡作用

视频中的采集卡作用主要是采集视频数据源，并且能起到转换格式和传输的作用，随着科学技术的不断发展，采集卡的功能和用途越来越广，在数据采集卡中，主要的作用也是采集视频数据等，下面我们就针对数据采集卡是什么进行详细介绍。

视频中的采集卡主要的作用是采集数据，并且起到转化和传输的作用，所以采集卡一般应用在对数据的采集和传输上。不同的数据采集卡的作用和传输速度也是有所不同的。

数据采集卡已经发展有二十多年。数据采集是指从传感器和其他待测设备等模拟和数字被测单元中自动采集非电量或者电量信号，送到上位机中进行分析、处理。数据采集系统是结合基于计算机或者其他专用测试平台的测量软硬件产品来实现灵活的、用户自定义的测量系统。通常，必须在数据采集设备采集之前调制传感器信号，包括对其进行增益或衰减和隔离、放大、滤波等。对待某些传感器，还需要提供激励信号。

数据采集卡顾名思义，即实现数据采集功能的计算机扩展卡，可以通过 USB、PXI、PCI、PCI Express、火线(1394)、PCMCIA、ISA、Compact Flash 等总线接入个人计算机。

随着行业的不断前进，科学技术的日新月异，数据采集卡应用范围也越来越广，从个人家庭使用、专业级到行业用户广播级使用。数据采集主要应用于视频会议、工业采集图像、交通工控、医疗录播，等等。

资料来源：http：//www.tswvideo.com/caijika/caijika_123.htm.



习　题

2-1　模拟输入通道有哪几种类型？各有什么特点？

2-2　什么情况下需要设置低噪声前置放大器？为什么？

2-3　图 2.14(a)所示采集电路结构只适合于什么情况？为什么？

2-4　一种数字地震仪属于集中采集式数据采集系统。2ms 采样，记录信号为 48 道时去混淆滤波器截止频率为 125Hz，为提高勘探分辨率，欲将采样周期改为 1ms。问：地震仪的信号道数和去混淆滤波器截止频率是否要改变？怎样改变？为什么？

2-5　主放大器与前置放大器有什么区别？是否设置主放大器，设置哪种主放大器的依据是什么？

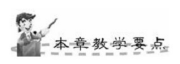
2-6　模拟输出通道有哪几种基本结构？各有何特点？

2-7　为什么模拟输出通道中要有零阶保持？怎样用电路实现？

2-8　试述开关量输入/输出通道的基本组成。

2-9　如何正确安装数据采集卡？应注意哪些事项？

第3章 测控系统接口及总线技术



知识要点	掌握程度	相关知识
主机电路	掌握两种主机电路的基本原理及特点；熟悉两种主机电路的应用	工控机的基本组成以及各部分的主要功能；以单片机为中心的控制系统的组成及特点
测控接口技术	掌握常见接口技术的基本原理及特点；熟悉各种接口的设计；了解各种接口技术的应用	各种常见接口技术的硬件组成以及软件设计
总线技术概述、并行总线技术、串行总线技术	熟悉总线的类别和优点；了解并行总线和串行总线的原理及应用	常见并行总线的特点及应用；常见串行总线的特点及应用



导入案例

研祥发布第3代新概念工控机IPC-820

近日，中国计算机协会工业计算机专业委员会发布一份关于工业计算机选型意向显示，“安全可靠”及“智能交互”正在成为工业现场应用的首要考虑因素。

纵观工业计算机的发展史来看，工控机经历过两个重要阶段，从20世纪80年代开始，采用传统的PICMG总线方案，结构上业内人士俗称“金手指”，虽然其具有软硬兼容性好(与PC系统的兼容)、资源丰富、成本低等优点，但随着应用的广泛，也暴露出连接方式的可靠性不能保障、容易氧化或堵塞等缺陷。作为行业开拓者，研祥3年前在第二代工控机的基础上，采用独创的EPI/EPE全加固欧式连接器针孔连接方式解决掉“金手指”连接不可靠这个致命问题，经过反复仿真、测试，采用EPI/EPE 360°全包围结构的设备与传统PICMG总线“金手指”结构相比，EPI/EPE结构故障率下降90%以上。

近日，研祥最新发布了行业第三代工控机的概念，在传承研祥独创的EPX技术基础上，更加凸显更智能、更安全和更可靠的设计理念，行业第三代工控机IPC-820是专门针对工业现场复杂严苛的使用环境需求而设计的，主要体现在：温控单元轻松实现现场智能交互，负压四维平衡减振技术提高抗振100%以上。

资料来源：http://www.mirautomation.com/pages/2013-04/np8458.shtml.

3.1 主机电路

主机电路是测控系统的核心部分，主要是指除去输入/输出设备以外的主要机体部分。通常包括微处理器、存储器、电源，以及其他输入/输出控制器和各种接口电路。

3.1.1 工控机

工控机(Industrial Personal Computer，IPC)即工业控制计算机，是一种采用总线结构，对生产过程及机电设备、工艺装备进行检测与控制的工具总称。工控机具有重要的计算机属性和特征，如具有计算机CPU、硬盘、内存、外围设备及接口，并有操作系统、控制网络和协议、计算能力、友好的人机界面。工控行业的产品和技术非常特殊，属于中间产品，是为其他各行业提供可靠、嵌入式、智能化的工业计算机。

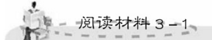
工控机最初是在商用的个人计算机基础上进行改装、加固并用于工业生产过程控制的计算机，现在已经形成为一种专用的计算机系列，如图3.1所示。



图3.1 工控机

工控机是专门为工业控制设计的计算机，用于对生产过程中使用的机器设备、生产流程、数据参数等进行监测与控制。工控机经常会在环境比较恶

劣的环境下运行，对数据的安全性要求也更高，所以工控机通常会进行加固、防尘、防潮、防腐蚀、防辐射等特殊设计。工控机对于扩展性的要求也非常高，接口的设计需要满足特定的外围设备，因此大多数情况下，工控机需要单独定制才能满足需求。


阅读材料3-1

研华推出ARK-1388嵌入式工控机，适用于车载应用

作为全球产业计算机(IPC)与自动化设备领导厂商的研华公司近期推出一款车载嵌入式工控机ARK-1388。ARK-1388是一款专为经常运行在严格电源要求下(如甩负荷(load-dump)、冷启动(cold-crank)、轻载条件下的低功耗，以及低噪声运行)的车载计算系统设计的无风扇嵌入式工控机。

ARK-1388的尺寸规格为18.9cm×6.38cm×1.31cm，质量仅为1.9kg。由于使用了Intel Core2 Duo ULV U7500 1.06 GHz/Celeron M ULV 1.06 GHz处理器和Intel 945GM GM芯片组，ARK-1388具有突出的计算性能和多媒体性能。此外，它使用了高效散热设计，工作温度为－20～60℃。ARK-1388具有丰富的连通性，集成了4个串行端口、LVDS和VGA双独立显示、4个USB、1个LAN、带隔离功能和继电器的DIO、音频线路输出放大，以及安全启动和安全关机功能。广泛应用在各类型车载使用(如卡车、公车、轿车、出租车、火车等)。ARK-1388是车载解决方案的最佳选择。

资料来源：http://www.eet-china.com/ART_8800579488_617693_NP_1cf84881.HTM.

1. 工控机的基本组成

一个典型的工控机主要机构如下：

(1) 全钢机箱。由于工控机应用于比较恶劣的工业现场，因此，必须采取各种加固措施。工控机的全钢机箱是按标准设计的，抗冲击、抗振动、抗电磁干扰，内部可安装同PC-bus兼容的无源底板。机箱上带有滤网、减振和加固压条装置；配备多个冷却风扇，并使机箱内保持空气正压。这样，在机械振动较大、粉尘较多，以及温度较高的环境中仍能正常使用。

(2) 工业电源。早期在以Intel奔腾处理器为主的之前的工控机主要使用为AT开关电源，目前与PC一样主要采用的是ATX电源，平均无故障运行时间达到250 000小时。工业电源是采用特殊设计的高可靠性电源装置。除了能适应较宽幅度电压变化外，还具有抗浪涌电压及过电压、过电流保护措施，同时，还要求有很好的电磁兼容性。

(3) 无源底板。现在按总线标准生产的工控机，基本上采用大底板结构。在底板上只是提供了总线通道，一块底板上有10～20个插槽，无源底板的插槽由总线扩展槽组成。总线扩展槽可依据用户的实际应用选用扩展ISA总线、PCI总线和PCI-E总线、PCIMG总线的多个插槽组成，扩展插槽的数量和位置根据需要有一定选择，但依据不同PCIMG总线规范版本，各种总线在组合搭配上有要求，如PCIMG 1.3版本总线不提供ISA总线支持，该板为四层结构，中间两层分别为地层和电源层，这种结构方式可以减弱板上逻辑信号的相互干扰和降低电源阻抗。底板可插接各种板卡，包括CPU卡、显示卡、控制卡、

I/O卡等。

通过采用大底板结构，主板可以垂直安放，大大地减少了灰尘及振动的影响。图3.2为研华公司生产的无源底板示意图，图3.3为一体化主板与底板安装示意图，其中主板插在底板的1个ISA插槽上。



图3.2 无源底板示意图

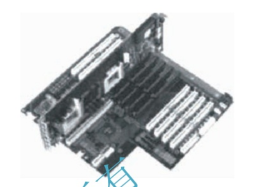


图3.3 一体化主板与底板安装示意图

(4) 一体化主板。所谓一体化主板，是指在主板上集成了通信接口(RS-232、RJ-45等)、外围设备接口(IDE、FDD、键盘、鼠标)、RAM插槽(168线、72线)，有的还有显示器接口(CRT、LCD等)，也称为CPU卡，如图3.4所示。

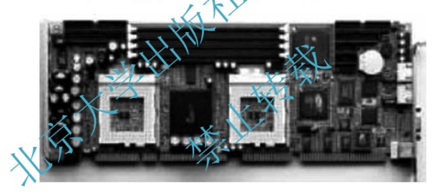


图3.4 一体化主板示意图

CPU卡有多种，根据尺寸可分为长卡和半长卡，多采用的是桌面式系统处理器，如早期的386\486\586\PIII，近期的P4、酷睿双核等处理器，主板用户可视自己的需要任意选配。其主要特点是：工作温度0～60℃；带有硬件“看门狗”计时器；也有部分要求低功耗的CPU卡采用的是嵌入式系列的CPU。

(5) 其他配件。工控机的其他配件基本上都与PC兼容，主要有CPU、内存、显卡、硬盘、软驱、键盘、鼠标、光驱、显示器等。键盘一般使用101标准键盘，为了防尘也可以使用薄膜键盘。由于主板上已经有了硬盘驱动器接口，用户可以根据自己的需要配置硬盘驱动器。对于振动比较大的地方，也可以使用电子盘来取代硬盘。显示器可以使用一般的阴极射线管显示器(CRT)，也可以使用液晶显示器(LCD)，必要时还可以使用触摸屏。

2. 工控机的分类

目前工控机的主要类别有：基于PC总线的工业计算机、可编程逻辑控制器、分布式控制系统、现场总线控制系统及计算机数字控制系统五种。

(1) 基于PC总线的工业计算机。据2000年互联网数据中心(Internet Data Center, IDC)统计，目前PC已占到通用计算机的95%以上，因其价格低、质量高、产量大、软/硬件资源丰富，已被广大的技术人员所熟悉和认可，这正是工业计算机热的基础。其主要的组成部分为工业机箱、无源底板及可插入其上的各种板卡，如CPU卡、I/O卡等。并采取全钢机壳、机卡压条过滤网，双正压风扇等设计及电磁兼容(Electromagnetic Compatibility, EMC)技术以解决工业现场的电磁干扰、振动、灰尘、高/低温等问题。

(2) 可编程逻辑控制器(Programmable Logic Controller, PLC)是一种专门为在工业环境下应用而设计的数字运算操作电子系统。它采用一种可编程的存储器，在其内部存储执行逻辑运算、顺序控制、定时、计数和算术运算等操作的指令，通过数字式或模拟式的输入/输出来控制各种类型的机械设备或生产过程。随着微电子技术和计算机技术的迅猛发展，可编程控制器更多地具有了计算机的功能，不仅能实现逻辑控制，还具有了数据处理、通信、网络等功能。由于它可通过软件来改变控制过程，而且具有体积小、组装维护方便、编程简单、可靠性高、抗干扰能力强等特点，已广泛应用于工业控制的各个领域，大大推进了机电一体化的进程。

(3) 分布式控制系统(Distributed Control System, DCS)是一种高性能、高质量、低成本、配置灵活的分散控制系统系列产品，可以构成各种独立的控制系统、分散控制系统、监控和数据采集系统(SCADA)，能满足各种工业领域对过程控制和信息管理的需求。系统的模块化设计、合理的软硬件功能配置和易于扩展的能力，能广泛用于各种大、中、小型电站的分散型控制、发电厂自动化系统的改造，以及钢铁、石化、造纸、水泥等工业生产过程控制。

(4) 现场总线控制系统(Fieldbus Control System, FCS)是全数字串行、双向通信系统。系统内测量和控制设备，如探头、激励器和控制器可相互连接、监测和控制。在工厂网络的分级中，它既可作为过程控制和应用智能仪表(如变频器、阀门、条码阅读器等)的局部网，又具有在网络上分布控制应用的内嵌功能。

(5) 计算机数字控制系统(Computer Numerical Control, CNC)是采用微处理器或专用微机的数控系统，由事先存放在存储器里的系统程序(软件)来实现控制逻辑，实现部分或全部数控功能，并通过接口与外围设备进行连接，称为计算机数控，简称CNC系统。数控机床是以数控系统为代表的新技术对传统机械制造产业的渗透形成的机电一体化产品。

3.1.2 基于单片机的主机电路

单片微型计算机简称单片机，是典型的嵌入式微控制器(Microcontroller Unit)，常用英文字母的缩写MCU表示单片机，单片机又称单片微控制器，它不是完成某一个逻辑功能的芯片，而是把一个计算机系统集成到一个芯片上。单片机是采用超大规模集成电路技术把具有数据处理能力的中央处理器(CPU)、随机存储器(RAM)、只读存储器(ROM)、多种I/O口和中断系统、定时器/计时器等功能(可能还包括显示驱动电路、脉宽调制电路、模拟多路转换器、A/D转换器等电路)集成到一块硅片上构成一个小而完善的微型计算机系统，在工业控制领域得到广泛应用。从20世纪80年代，由当时的4位、8位单片机，发展到现在的32位300MHz的高速单片机。尽管2000年以后ARM已经发展出了32位的主频超过300MHz的高端单片机，直到现在基于8051的单片机还在广泛使用。

1. MCS-51 单片机的结构和引脚

MCS-51 系列单片机内部结构如图 3.5 所示，它包括 1 个由运算器和控制逻辑组成的 CPU，1 个 128B 的 RAM，21 个特殊功能寄存器，2 个优先级别的 5 个中断源，2 个 16 位定时器/计数器，1 个全双工异步串行端口，4 个 8 位并行 I/O 端口。MCS-51 系列有三种基本产品：8031（片内不含 ROM 或 EPROM）、8051（片内含 ROM）、8751（片内含 EPROM），其中 8051 用得最多。

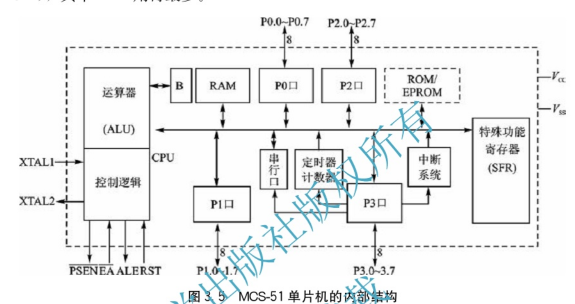


图 3.5 MCS-51 单片机的内部结构

如图 3.6 所示，MCS-51 单片机为 40 引脚芯片，其大致可分为 4 类：电源、时钟、控制和 I/O 引脚。

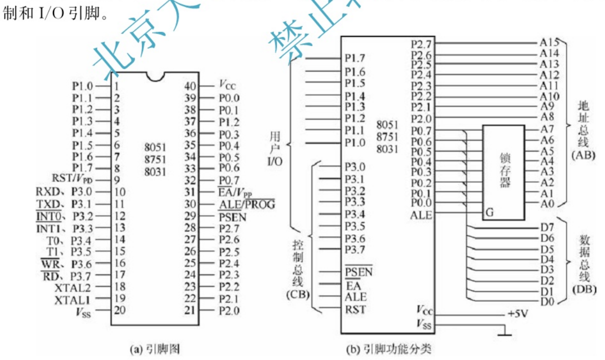


图 3.6 MCS-51 单片机引脚及总线路结构

（1）电源：V_{CC}——芯片电源，接+5V；V_{SS}——接地端。

（2）时钟：XTAL1、XTAL2——晶体振荡电路反相输入端和输出端。在这两端接上

晶体和电容，内部振荡器便自激振荡。

（3）I/O线：8051共有4个8位并行I/O端口，分别为P0、P1、P2、P3口，共32个引脚。P3口还具有第二功能，用于特殊信号输入/输出和控制信号(属控制总线)。

（4）控制线：控制线共有4根。

① ALE/$\overline{\text{PROG}}$：地址锁存允许/片内EPROM编程脉冲，ALE用来锁存P0口送出的低8位地址；片内有EPROM的芯片，在EPROM编程期间，此引脚输入编程脉冲。

② $\overline{\text{PSEN}}$：外部程序存储器读选通信号输出端。

③ RST/V_{PD}：复位/备用电源。RST(Reset)是复位信号输入端；＋5V电源通过RC电路接至复位端，可实现加电自动复位，也可采用按钮开关来复位。在V_{cc}断电情况下，V_{PD}接通。

④$\overline{\text{EA}}$/V_{pp}：内外ROM选择/片内EPROM编程电源。EA是内部和外部程序存储器选择端。片内有EPROM的芯片，在EPROM编程期间，施加编程电源V_{pp}。

单片机的引脚除了电源、复位、时钟接入及用户I/O口外，其余引脚都是为实现系统扩展而设置的。这些引脚构成了三大总线形式。

地址总线(AB)：地址总线宽度为16位，因此，其外部存储器直接寻址范围为64KB。16位地址总线由P0口经地址锁存器提供低8位地址(A0～A7)；P2口直接提供高8位地址(A8～A15)。

数据总线(DB)：数据总线宽度为8位，由P0口提供。

控制总线(CB)：由P3口的第二功能状态和4根独立控制线RST、$\overline{\text{EA}}$、ALE、$\overline{\text{PSEN}}$组成。

2. 构成主机电路

当单片机自带的I/O端口不够时，可以使用可编程外围设备接口电路进行扩展，以构成具体的主机电路。8255A是典型的通用并行输入/输出接口芯片，具有24条输入/输出引脚，它是一片使用单一＋5V电源的40脚双列直插式大规模集成电路。8255A的通用性强，使用灵活，通过它CPU可直接与外围设备相连接。8255A与单片机的典型连接如图3.7所示。

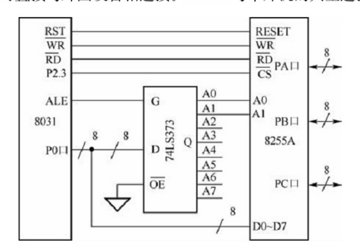


图3.7　8255A与单片机的连接

8255A是一个并行输入/输出器件，具有24个可编程设置的I/O口，包括3组8位的I/O口即PA口、PB口、PC口，又可分为2组12位的I/O口：A组包括A口及C口高4位，

B组包括B口及C组的低4位。

8255A在使用前要写入一个方式控制字，选择A、B、C三个端口各自的工作方式，共有三种：

方式0：基本的输入/输出方式，即无须联络就可以直接进行的I/O方式。其中A、B、C口的高4位或低4位可分别设置成输入或输出。

方式1：选通I/O，此时接口和外围设备需联络信号进行协调，只有A口和B口可以工作在方式1，此时C口的某些线被规定为A口或B口与外围设备的联络信号，余下的线只有基本的I/O功能，即只工作在方式0。

方式2：双向I/O方式，只有A口可以工作在这种方式，该I/O线既可输入又可输出，此时C口有5条线被规定为A口和外围设备的双向联络线，C口剩下的三条线可作为B口方式1的联络线，也可以和B口一起作为方式0的I/O线。

8255A的A口可以设置为方式0、方式1、方式2，B口与C口只能设置为方式0或方式1。

单片机内部存储器容量较小，8051、8751的内部ROM只有4KB，RAM只有128B，在很多场合这是不够用的，需要存储容量较大的测控系统时需要加以扩展。对8031而言，其片内无ROM，故必须外接EPROM。

8031单片机外接存储器时，P2口输出存储器地址的高8位，P0口分时输出地址的低8位和传送指令字节或数据。P0口先输出低8位地址信号，在ALE有效时将它锁存到外部地址锁存器中，然后P0口作为数据总线使用。地址锁存器通常采用74LS373。

图3.8中的常用62128(16KB×8)是数据存储器，27128(16KB×8)是EPROM。当$\overline{PSEN}$有效时，ROM的指令字节通过P0读入CPU，RAM的读写则由$\overline{RD}$和$\overline{WR}$控制。不同的控制信号使得ROM和RAM各自有独立的16KB扩展空间。

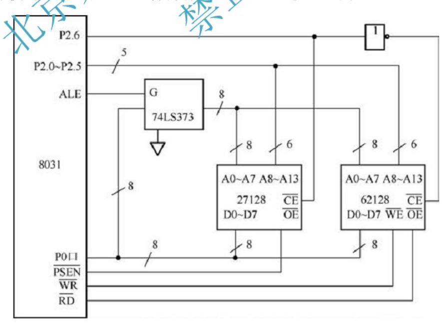


图3.8 单片机的存储器扩展

3.2 测控接口技术

测控系统中的输入、输出通道统称为测控通道，这些通道与微机的接口统称为测控接口。

3.2.1 A/D 转换器与微机接口

将模拟信号转换成数字信号的电路，称为模/数转换器，简称 A/D 转换器或 ADC (Analog to Digital Converter)；A/D 转换器已成为信息系统中不可缺少的接口电路。

A/D 转换包括采样、保持、量化和编码 4 个过程。在某些特定的时刻对这种模拟信号进行测量称为采样。通常采样脉冲的宽度 t_w 是很短的，故采样输出是断续的窄脉冲。要把一个采样输出信号数字化，需要将采样输出所得的瞬时模拟信号保持一段时间，这就是保持过程。量化是将连续幅度的抽样信号转换成离散时间、离散幅度的数字信号，量化的主要问题就是量化误差。编码是将量化后的信号编码成二进制代码输出。这些过程有些是合并进行的，如采样和保持就利用一个电路连续完成，量化和编码也是在转换过程中同时实现的，且所用时间又是保持时间的一部分。

MCS-51 系列单片机配置 A/D 转换器的硬件逻辑设计，就是要处理好 A/D 转换器引脚与 MCS-51 主机的硬件连接。A/D 转换器的某些产品注明能直接和 CPU 配接，这是指 A/D 转换器的输出线可直接接到 CPU 的数据总线上，说明该转换器的输出数据寄存器具有可控的三态输出功能。转换结束，CPU 可用输入指令读入数据。

A/D 转换器与单片机连接后，单片机发出启动转换信号，A/D 转换器方能进行转换。启动信号分为脉冲启动和电平控制启动两种。

脉冲启动转换，只需给 A/D 转换器的启动控制转换的输入引脚上加一个符合要求的脉冲信号，即启动 A/D 转换器进行转换。此类芯片有 ADC0804、ADC0809、ADC1210 等。

电平控制转换的 A/D 转换器，当把符合要求的电平加到控制转换输入引脚上时，立即开始转换。此电平应保持在转换的全过程中，否则将会中止转换的进行。因此，该电平一般需由 D 触发器锁存供给。此类芯片有 AD570、AD571、AD574 等。

转换结束后，由 A/D 转换器内部转换结束信号触发器复位，并输出转换结束标志电平，以通知主机读取转换结果的数字量。主机从 A/D 转换器读取转换结果数据的联络方式，有中断、查询或定时三种方式。

ADC0809 是美国国家半导体公司生产的 CMOS 工艺 8 通道、8 位逐次逼近式 A/D 转换器。其内部有一个 8 通道多路开关，它可以根据地址码锁存译码后的信号，只选通 8 路模拟输入信号中的一个进行 A/D 转换。

ADC0809 是 CMOS 单片型逐次逼近式 A/D 转换器，内部结构和外部引脚如图 3.9 所示，它由 8 路模拟开关、地址锁存与译码器、比较器、8 位开关树型 A/D 转换器、逐次逼近寄存器、逻辑控制和定时电路组成。

ADC0809 芯片有 28 条引脚，采用双列直插式封装，引脚功能如下：

$IN_0 \sim IN_7$：8 路模拟量输入端。

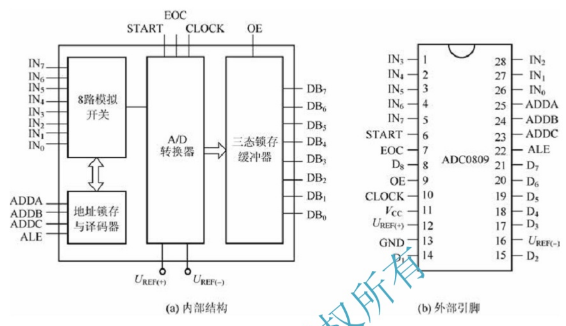


图 3.9 ADC0809 的内部结构和外部引脚

D_0～D_7：8 位数字量输出端。

ADDA、ADDB、ADDC：3 位地址输入线，用于选通 8 路模拟输入中的一路。

ALE：地址锁存允许信号，输入，高电平有效。

START：A/D 转换启动脉冲输入端，输入一个正脉冲(至少 100ns 宽)使其启动(脉冲上升沿使 ADC0809 复位，下降沿启动 A/D 转换)。

EOC：A/D 转换结束信号，输出。当 A/D 转换结束时，此端输出一个高电平(转换期间一直为低电平)。

OE：数据输出允许信号，输入，高电平有效。当 A/D 转换结束时，此端输入一个高电平，才能打开输出三态门，输出数字量。

CLOCK：时钟脉冲输入端。要求时钟频率不高于 640kHz。

$U_{REF(+)}$、$U_{REF(-)}$：基准电压。

V_{CC}：电源，单一+5V。

GND：接地。

ADC0809 的工作过程为：首先输入 3 位地址，并使 ALE=1，将地址存入地址锁存器中。此地址经译码选通 8 路模拟输入之一到比较器。START 上升沿将逐次逼近寄存器复位。下降沿启动 A/D 转换，之后 EOC 输出信号变低，指示转换正在进行。直到 A/D 转换完成，EOC 变为高电平，指示 A/D 转换结束，结果数据已存入锁存器，这个信号可用作中断申请。当 OE 输入高电平时，输出三态门打开，转换结果的数字量输出到数据总线上。

A/D 转换后得到的数据应及时传送给单片机进行处理。数据传送的关键问题是如何确认 A/D 转换的完成，因为只有确认完成后，才能进行传送。为此可采用下述三种方式。

1）定时传送方式

对于一种 A/D 转换器来说，转换时间作为一项技术指标是已知的和固定的。例如，ADC0809 转换时间为 128μs，相当于 6MHz 的 MCS-51 单片机共 64 个机器周期。可据此

设计一个延时子程序，A/D 转换启动后即调用此子程序，延迟时间一到，转换肯定已经完成了，接着就可进行数据传送。采取等待延时方式，延时时间须大于 ADC0809 完成 A/D 转换所需的时间 100μs，即发生启动脉冲后至少延时 100μs 才可读取 A/D 转换数据。其接口电路如图 3.10 所示。

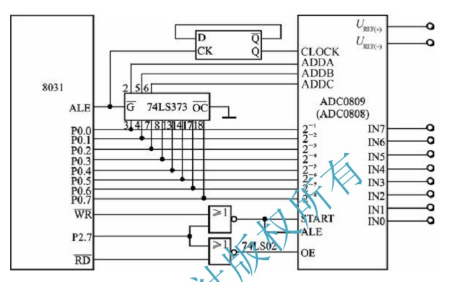


图 3.10　ADC0809 的定时传送方式接口

2）查询方式

A/D 转换芯片有表明转换完成的状态信号，如 ADC0809 的 EOC 端。因此可以用查询方式，测试 EOC 的状态，即可确认转换是否完成，并接着进行数据传送，如图 3.11 所示。

3）中断方式

ADC0809 与单片机 8031 的接口电路如图 3.11 所示。把表明转换完成的状态信号(EOC)作为中断请求信号，以中断方式进行数据传送。

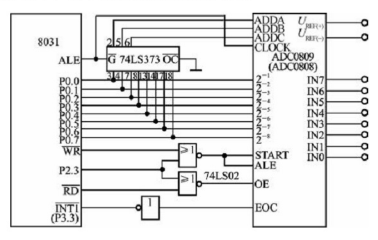


图 3.11　中断或查询方式接口

ADC0809 的时钟频率范围要求在 10～1280kHz，8031 单片机的 ALE 脚的频率是单片机时钟频率的 1/6。如果单片机时钟频率采用 6MHz，则图 3.10 和图 3.11 中的 ADC0809 输入时钟频率分别为 500kHz 和 1000kHz，均符合要求。

由于 ADC0809 具有输出三态锁存器，故其 8 位数据输出引脚可直接与数据总线相连。

地址译码引脚 A、B、C 分别与地址总线的低三位 A0、A1、A2 相连，以选通 IN0～IN7 中的一个通道。将 P2.3(或 2.7)作为片选信号，在启动 A/D 转换时，由单片机的写信号 $\overline{WR}$和 P2.7(或 P2.3)控制 A/D 转换器的地址锁存和转换启动。由于 ALE 与 START 连在一起，故 ADC0809 在锁存通道地址的同时也启动转换。在读取转换结果时，用单片机的读信号$\overline{RD}$和 P2.7(或 P2.3)引脚经一级或非门后产生的正脉冲作为 OE 信号，以打开三态输出锁存器。

3.2.2 V/f 转换器与微机接口

A/D 转换技术应用广泛，特别是利用 A/D 转换技术制成的各种测量仪器因其使用灵活、操作简便、体积小、质量轻、便于携带、测量结果准确等特点而普遍受到欢迎。但在某些要求数据长距离传输，精度要求高，资金有限的场合，采用 A/D 转换技术会有许多不便，这时可使用 V/f 转换器来代替 A/D 器件。

V/f 转换器(Voltage Frequency Converter，VFC)是一种实现 A/D 转换功能的器件，将模拟电压量变换为脉冲信号，该输出脉冲信号的频率与输入电压的大小成正比，即

$$f_x = SV_x \tag{3-1}$$

式中，S 为频率电压转换系数。

V/f 转换实际上是一种模拟量和数字量之间的转换技术。当模拟信号(电压或电流)转换为数字信号时，转换器的输出是一串频率正比于模拟信号幅值的矩形波，显然数据是串行的。这与目前通用的 A/D 转换器并行输出不同，然而其分辨率却可以很高。串行输出的 A/D 转换在数字控制系统中很有用，它可以把模拟量误差信号变成与之成正比的脉冲信号，以驱动步进式伺服机构用来精密控制。

V/f 转换也可以称为伏频转换。把电压信号转换为脉冲信号后，可以明显地增强信号的抗干扰能力，具有良好的精度、线性和积分输入特点，也利于远距离的传输。通过和单片机的计数器接口，可以实现 A/D 转换。此外，它的应用电路简单，外围元件性能要求不高，对环境适应能力强，转换速度不低于一般的双积分型 A/D 器件，且价格较低，因此在一些非快速 A/D 过程中，V/f 转换技术备受青睐。

图 3.12 所示为 V/f 转换器与 8031 单片机接口电路，模拟电压 V_x经 V/f 转换为输出频率 f_x，该脉冲频率 f_x从 8031 的 T1(P3.5)脚引入，经单片机处理后得到相应的数字 N_x，下面分析其转换原理。

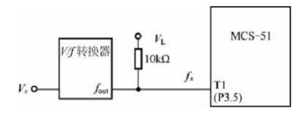


图 3.12　V/f 转换器与 8031 单片机接口电路

如图 3.13(a)、(b)所示，8031 片内 T0 置为定时方式，T1 置为计数方式，开始时，将 TR0 与 TR1 置 1，使 T0 和 T1 分别对基准频率 f_0(0.5MHz)和被测频率 f_x进行计数。当 T0 从预置数 m 计数到溢出(即 2^{16})时申请中断，CPU 响应中断，将 TR1 置“0”，由 T1 中可得到计数值 N_x，即

$$N_x \frac{1}{f_x} = (2^{16} - m) \frac{1}{f_0} \tag{3-2}$$

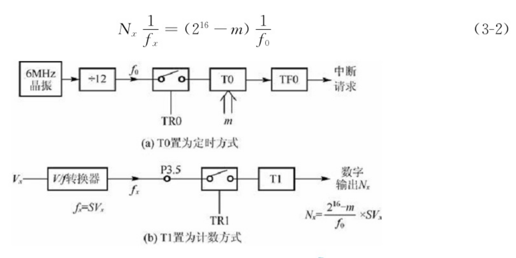


图 3.13　电压-频率-数字转换原理

将式(3-1)代入式(3-2)可得 N_x 与被测电压 V_x 的关系为

$$N_x = \frac{2^{16} - m}{f_0} SV_x \tag{3-3}$$

V/f 转换本身是一个积分过程，且用 V/f 转换器实现 A/D 转换，就是频率计数过程，相当于在计数时间内对频率信号进行积分，因而有较强的抗干扰能力。另外可采用光电耦合器连接 V/f 转换器与计算机之间的通道，实现光电隔离。

如图 3.14 所示，若在电源干扰大、模拟电路部分容易对单片机产生电气干扰等。在此比较恶劣的环境中，就可采用光电隔离的方法使 V/f 转换器与单片机无直接电气连接，以减少干扰。

当 V/f 转换器与单片机之间的距离较远时需要采用线路驱动以提高传输能力。一般可采用串行通信驱动器和接收器来实现。例如，使用 RS-422 的驱动器和接收器时，允许最大传输距离为 1200m，如图 3.15 所示。图中 SN75174/75175 是 RS-422 标准的四差分线路驱动/接收器。

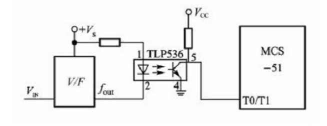


图 3.14　使用光电耦合器减少干扰

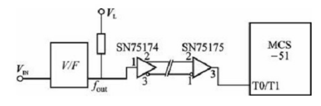


图 3.15　使用串行通信器件增大传输距离

3.2.3　键盘接口

键盘与微处理器的接口包括硬件与软件两部分。硬件是指键盘的组织，即键盘结构及其与主机的连接方式。软件是指对按键操作的识别与分析，称为键盘管理程序。虽然对不同的键盘组织，其键盘管理程序存在很大的差异，但任务一般分为下列几项：

(1) 识键：判断是否有按键按下。如有，则进行译码；若无，则等待或转做别的工作。

（2）译键：识别哪一个键被按下并求出被按下键的键值。

（3）键值分析：根据键值，找出相应的处理程序的入口并执行之。

1. 键盘结构和类型

从编码的功能上，键盘可以分成全编码键盘和非编码键盘两种。

全编码键盘是由硬件完成键盘识别功能的，它通过识别键是否按下以及所按下键的位置，由全编码电路产生一个唯一对应的编码信息(如 ASCII 码)。非编码键盘是由软件完成键盘识别功能的，它利用简单的硬件和一套专用键盘编码程序来识别按键的位置，然后由 CPU 通过查表程序转换成相应的编码信息。非编码键盘的速度较低，但结构简单，并且通过软件能为某些键的重定义提供很大的方便。一般的测控系统多采用非编码键盘。

非编码键盘按照与主机连接方式的不同，有独立式和矩阵式两种。

独立式键盘结构的特点是一键一线，即每一个按键单独占用一根检测线与主机相连，如图 3.16 所示，当系统中需要的按键较少，且处理器端口够用时，硬件连接可以这样处理：各按键相互独立，每个按键的“接零端”均接地，每个按键的“测试端”各接一根输入线，一根输入线上的按键工作状态不会影响其他输入线上的工作状态。这样，通过检测输入线的电平状态就可以很容易地判断哪个按键被按下了，因此操作速度高而且软件结构很简单。

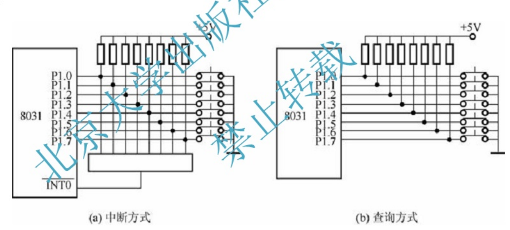


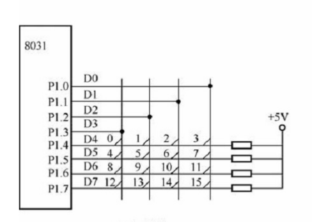
图 3.16 独立式键盘接口电路

矩阵式键盘结构的特点是把检测线分成两组，一组为行线，另一组为列线，按键设置在行、列线的交叉点上，如图 3.17 所示。每一行线和列线的交叉处不相通，而是通过按键来连通，利用这种矩阵结构只需 m 根行线和 n 根列线就可组成 $m\times n$ 个按键的键盘。由于矩阵键盘中行、列线为多键共用，所以必须将行、列线信号配合起来并作适当处理，才能确定闭合键的位置，因此，软件结构较为复杂。

2. 键盘工作方式

操作人员按下按键的时间是不确定的，按下哪个按键也是不确定的，那么 CPU 是如何知道有按键按下了呢？这取决于软件程序的设计，通常有编程扫描方式、定时扫描方式和中断扫描方式。

（1）编程扫描方式：也称程控扫描方式或查询方式，它是利用 CPU 在完成其他工作的空余，调用键盘扫描程序，反复地扫描键盘，等待用户从键盘上输入数据或命令。而在



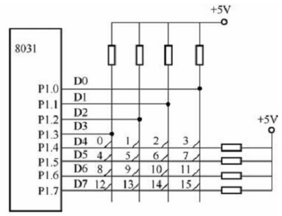


图 3.17 矩阵式键盘接口电路

执行键输入命令或处理键输入数据的过程中，CPU 将不再响应键输入要求，直到 CPU 返回重新扫描键盘为止。

(2) 定时扫描工作方式：利用单片机内部定时器产生定时中断(如 10ms)，CPU 响应中断后对键盘进行扫描，并在有键按下时识别出该键并执行相应键功能程序。定时扫描工作方式的键盘硬件电路与编程扫描工作方式相同。

键盘工作于编程扫描状态时，CPU 要不间断地对键盘进行扫描，以监视键盘的输入情况，直到有键按下为止，其间 CPU 不能干任何其他工作。如果 CPU 工作量较大，这种方式将不能适应。定时扫描进了一大步，除了定时监视一下键盘输入情况外，其余时间可进行其他任务的处理，因此，CPU 效率提高了。为了进一步提高 CPU 的工作效率，可采用中断扫描工作方式，即只有在键盘有键按下时，才执行键盘扫描并执行该按键功能程序；如果无键按下，CPU 将不理睬键盘。

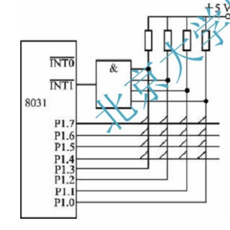


图 3.18 中断方式矩阵键盘接口

(3) 中断工作方式与编程扫描和定时扫描两种方式在接口电路上的区别是：各条键输入线除了与 CPU 的输入口相连外，还要经与门同 CPU 的中断口相接，如图 3.18 所示。图中，P1.4～P1.7 作为扫描输出线，平时置为全“0”，当有键按下时，$\overline{INT1}$为低电平，向 CPU 发出中断申请，若 CPU 开放外部中断，则响应中断请求。

3. 按键的识别

当有按键按下时，CPU 感知之后，应该进一步确认到底是哪个按键按下了，以便执行该按键所对应的命令，这就是按键的识别。对于矩阵式键盘有键按下时，要逐行或逐列扫描，以判定是哪一个键按下，通常扫描方式有两种：扫描法和反转法。

(1) 扫描法的工作过程：第一步，判断有无按键被按下。让所有键扫描输出线均置“0”电平，检查各键输入线电平是否有变化。例如，图 3.17(a)中，将 P1.0～P1.3 编程为输出线，P1.4～P1.7 编程为输入线。首先使 P1.0～P1.3 输出全“0”，然后读入

P1.4～P1.7，若为全“1”则无键按下，若非全“1”则有键按下。第二步，识别哪一个键被按下。键扫描输出线逐线置“0”电平，其余各输出线均置高电平，检查各条键输入线电平的变化，如果某输入线由高电平变为零电平，则可确定此输入线与此输出线交叉点处的按键被按下。例如，图3.17(a)中，如果P1.0～P1.3输出0111，而P1.4～P1.7读入0111，则可判定图中第3号键被按下。

(2) 反转法的行线和列线都要通过上拉电阻接+5V，按键所在行号和列号分别由两步操作判定：第一步，将行线编程为输入线，列线编程为输出线，并使输出线输出全“0”，则行线中电平由高变到低的所在行为按键所在行。第二步，同第一步完全相反，将行线编程为输出线，列线编程为输入线，并使输出线输出全“0”，则列线中电平由高到低的所在列为按键所在列。扫描法要逐列(或行)扫描查询，当被按下的键处于最后一列(或行)时，则要经过多次扫描才能最后获得此按键所处的行列值。而反转法只要经过两步就能获得此按键所在的行列值。

例如，图3.17(b)中的第一步，P1.0～P1.3编程为输出，且输出全“0”。P1.4～P1.7编程为输入，若读入数据为0111，则说明第1行有键按下。第二步与第一步相反，P1.4～P1.7编程为输出且输出全“0”，P1.0～P1.3编程为输入，若读入数据为0111，则说明第4列有键按下。综合以上两步可知第1行第4列有键按下，此按键即是图中第3号键。

4. 按键输入中存在的问题及解决办法

(1) 键抖动：通常的按键所用开关为机械弹性开关，当机械触点断开、闭合时，由于机械触点的弹性作用，一个按键开关在闭合时不会马上稳定地接通，在断开时也不会一下子断开。因而在闭合及断开的瞬间均伴随有一连串的抖动。电压信号波形如图3.19所示。抖动时间的长短由按键的机械特性决定，一般为5～10ms，这是一个很重要的时间参数，在很多场合都要用到。

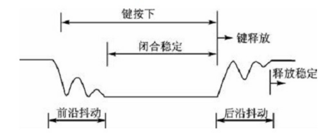


图3.19 按键时的抖动

键抖动会引起一次按键被误读多次，为了确保CPU对按键的一次闭合仅作一次处理，必须去除键抖动，在键闭合稳定时取按键状态，并且必须判别到键释放稳定后再作处理。按键的抖动，可用硬件或软件两种方法消除。

通常在按键数较少时，可用硬件方法消除键抖动。RS触发器为常用的硬件去抖电路，用两个与非门构成一个RS触发器。

如果按键较多，则常用软件方法去抖动，即检测出按键闭合后执行一个延时程序产生5～10ms的延时，等前沿抖动消失后再一次检测键的状态，如果仍保持闭合状态电平则确认为真正有键按下。当检测到按键释放后，也要给5～10ms的延时，待后沿抖动消失后才能转入该键的处理程序。

（2）重键：有时由于操作不慎，可能会同时按下几个键，这种问题称为重键，有三种处理办法。

①“两个键同时按下”。最简单的处理办法是，当只有一个键按下时才读取键盘的输出，并且认为最后仍被按下的键是有效的正确按键。这种方法常用于软件扫描键盘的场合。另一种方法是当第一个按键未松开时，按第二个键不起作用。这种方法常借助于硬件来实现。

②“N 键同时按下”。处理这种情况时，或者不理会所有被按下的键，直至只剩下一个键按下时为止；或者将按键的信息存入内部键盘输入缓冲器，逐个处理。这种方法成本较高。

③“N 键锁定”技术。即只处理一个键，任何其他按下又松开的键不产生任何码。通常第一个被按下或最后一个松开的键产生键码。这种方法最简单也最常用。

（3）按键持续时间的长短不一：按键稳定闭合时间的长短是由操作人员的按键动作决定的，一般为零点几秒至数秒。为了保证无论按键持续时间长短，CPU 对按键的一次闭合，仅作一次键输入处理，必须等待按键释放之后，再进行按键功能的处理操作。

5. 矩阵式键盘接口电路及程序

当采用矩阵式键盘时，为了编程方便，应将矩阵键盘中的每一个键按一定的顺序编号，这种按顺序排列的编号称为顺序码，也称键值。为了求得矩阵式键盘中被按下键的键值，常用的方法有行扫描法和线路反转法，下面结合实例介绍两种键盘接口电路及控制软件，一种采用编程扫描工作方式来识别键值，另一种采用中断工作方式的线路反转法来识别键值。

（1）行扫描法。图 3.20 为 4×8 矩阵组成的 32 键键盘与单片机接口电路。芯片 8155 的端口 C 工作于输出方式，用于行扫描。端口 A 工作于输入方式，用来读入列值。由图可知，8155 的命令/状态寄存器、端口 A、端口 B 和端口 C 的地址分别为 0100H、0101H、0102H 和 0103H。采用编程扫描工作方式的行扫描法步骤如下：

① 判断是否有键按下。其实现方法是使端口 C 所有的行输出均为低电平，然后从端口 A 读入数值。如果没有键按下，读入值为 FFH，如果有键按下，则不为 FFH。

② 若有键按下，则延时 10ms，再判断是否确实有键按下。

③ 若确实有键按下，则求出按下键的键值。其实现方法是对键盘进行逐行扫描。即先令 PC0 为 0，然后读入列值，若列值等于 FFH，说明该行无键按下，再令 PC1 为 0，对下一行进行扫描；若列值不等于 FFH，则说明该行有键按下，求出其键值。求键值时要设置行值寄存器和列值寄存器。每扫完一行后，若无键按下，则行寄存器加上 08H；若有键按下，行寄存器保持原值，转而求响应的列值。求列值的方法是，将列值右移，每移位一次列寄存器加 1，直至移出位为低电平为止。最后将行值和列值相加即得十六进制的键值。若想得到十进制键值，可在每次相加之后进行 DAA（十进制数加调整指令）修正。

④ 为保证按键每闭合一次 CPU 只做一次处理，程序需等闭合的键释放后再对其做处理。

完成上述任务的控制程序清单如下：

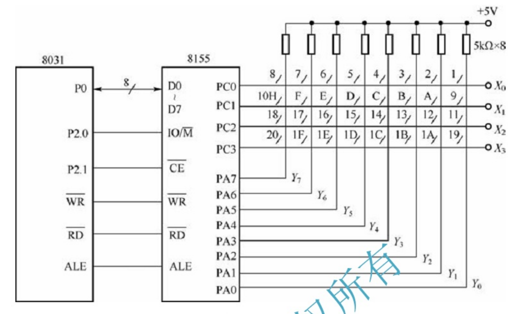


图 3.20 矩阵键盘与单片机接口电路

```
        ORG     0200H
KEYPR:  MOV     DPTR, #0100H        ; 8155初始化
        MOV     A, #0CH
        MOVX    @DPTR, A            ;控制字写入
        MOV     R3, #00H            ;列寄存器清零
        MOV     R4, #00H            ;行寄存器清零
        ACALL   KEXAM               ;检查有无按键按下
        JZ      KEND                ;无键按下返回
        ACALL   KEXAM               ;再次检查有无按键按下
        JZ      KEND
        MOV     R2, #0FEH           ;输出使X0为0
KEY1:   MOV     DPTR, #0103H        ;送C口地址
        MOV     A, R2
        MOVX    @DPTR, A            ;扫描某一行
        MOV     DPTR, #0101H        ;送A口地址
        MOVX    A, @DPTR            ;读列值模型
        CPL     A
        ANL     A, #0FFH
        JNZ     KEY2                ;有键按下求列值
        MOV     A, R4               ;无键按下，行+8
        ADD     A, #08H
        MOV     R4, A
        MOV     A, R2               ;求下列为低电平的模型
        RL      A
        MOV     R2, A
        JB      ACC.4, KEY1         ;判断是否已全扫描
        AJMP    KEN
KEY2:   CPL     A                   ;恢复列模型
KEY3:   INC     R3
        RRC     A
        JC      KEY3
```

```
KEY4:   ACALL  D10ms
        ACALL  KEXAM
        JNZ    KEY4              ;等待键释放
        MOV    A, R4             ;计算键值
        ADD    A, R3
        MOV    BUFF, A           ;键值存入 BUFF
KEND:   RET
BUFF:   EQU    30H

D10ms:  MOV    R5, #14H          ;延时子程序
DL:     MOV    R6, #0FFH
DL0:    DJNZ   R6, DL0
        DJNZ   R5, DL
        RET
KEXAM:  MOV    DPTR, #0103H      ;检查是否有键按下子程序
        MOV    A, #00H
        MOVX   @DPTR, A
        MOV    DPTR, #0101H
        MOVX   A, @DPTR
        CPL    A, #0FFH
        RET
```

(2) 线路反转法。该方法需要采用可编程的输入/输出接口 8255、8155 等，若采用单片机，也可直接与单片机的 I/O 口相接。下面以图 3.21 所示的 4×4 键盘电路为例来说明线路反转法的原理。

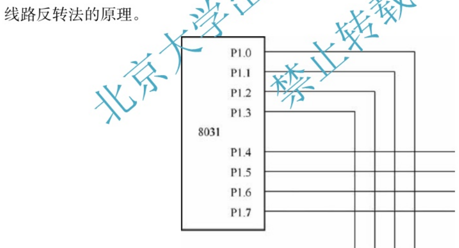


图 3.21　线路反转法原理图

整个识别过程分两步进行。第一步，先从 P_1 的低 4 位读取键盘的状态，若图中某键(设 E 键)被按下，此时从 P_1 的低 4 位输入代码为 1101，显然其中的“0”对应着被按键所代表的列。但只找到列的位置还不能识别键位，还必须找到它的所在行。第二步进行线路反转，即从 P_1 的低 4 位输出“0”电平，从 P_1 高 4 位读取键盘的状态，此时从高 4 位输入的结果应为 0111，显然，其中的“0”对应着被按下键所代表的位置。再将两次读入的数据合成一个代码 01111101，次代码完全确定被按键的位置。通常我们把这种代码称为特征码。特征码离散性很大，不便于散转处理，这可通过查键码转换表找到对应的键值(顺序码)。表 3－1 列出了键码转换表。其中把 FFH 定义为空键的特征码和键值。

表 3-1 键码转换表

键名	特征码	顺序码	键名	特征码	顺序码
S_0	E7H	00H	S_9	BBH	09H
S_1	EBH	01H	S_A	BDH	0AH
S_2	EDH	02H	S_B	BEH	0BH
S_3	EEH	03H	S_C	77H	0CH
S_4	D7H	04H	S_D	7BH	0DH
S_5	DBH	05H	S_E	7DH	0EH
S_6	DDH	06H	S_F	7EH	0FH
S_7	DEH	07H	空键	7FH	FFH
S_8	B7H	08H			

下面对应图 3.21 给出采用反转法求取键值的汇编语言程序清单。

```
KEYI:   MOV     P1, #0FH     ; 从 P1 高 4 位输出零电平
        MOV     A, P1
        ANL     A, #0FH
        MOV     B, A         ;取 P1 低 4 位送入 B
        MOV     P1, #0F0H
        MOV     A, P1
        ANL     A, #F0H
        ORL     A, B
        CJNE    A, #0FFH, KEYI1
        RET
KEYI1:  MOV     B, A
        MOV     DPTR, #KEYCD
        MOV     R3, #0FFH
KEYI2:  INC     R3
        MOV     A, R3
        MOVC    A, @A+ DPTR
        CJNE    A, B, KEYI3
        MOV     A, R3
KEYI3:  CJNE    A, #0FFH, KEYI2
        MOV     A, #0FF H
        RET
KEYCD:  DB      0E7H, 0EBH, 0EDH, 0EEH
        DB      0D7H, 0DBH, 0DDH, 0DEH
        DB      0B7H, 0BBH, 0BDH, 0BEH
        DB      77H, 7BH, 7DH, 07EH
        DB      0FFH
```

3.2.4 显示电路接口

测控系统中常用的测量数据的显示器有 LED 数码管和液晶显示器(LCD)。

1. LED 数码管

LED 数码管(LED Segment Displays)是由多个发光二极管封装在一起组成“8”字型的器件，引线已在内部连接完成，只需引出它们的各个引脚，公共电极。LED 数码管按段数可分为七段数码管和八段数码管，八段数码管比七段数码管多一个发光二极管单元(多一个小数点显示)。按发光二极管单元连接方式可分为共阳极数码管和共阴极数码管。

共阳极数码管是指将所有发光二极管的阳极接到一起形成公共阳极 COM 的数码管。共阳极数码管在应用时应将公共极 COM 接到+5V，当某一字段发光二极管的阴极为低电平时，相应字段就点亮；当某一字段的阴极为高电平时，相应字段就不亮。

共阴极数码管是指将所有发光二极管的阴极接到一起形成公共阴极 COM 的数码管，共阴数码管在应用时应将公共极 COM 接到地线 GND 上，当某一字段发光二极管的阳极为高电平时，相应字段就点亮；当某一字段的阳极为低电平时，相应字段就不亮。

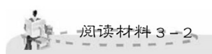
为使发光二极管正常发光，导通时电流 $I_F=5\sim10\text{mA}$ 为宜，管压降 V_F 在 2V 左右，若驱动器驱动电压为 V_{OH}，则发光二极管串联限流电阻 R 可按式(3-4)计算

$$R=\frac{V_{OH}-V_F}{I_F} \tag{3-4}$$

数码管要正常显示，就要用驱动电路来驱动数码管的各个段码，从而显示出我们要的数字，因此根据数码管的驱动方式的不同，可以分为静态式和动态式两类。

静态显示就是各位同时显示，为此每个数码管的每一个段码都由一个单片机的 I/O 端口进行驱动，或者使用如 BCD 码、二-十进制译码器译码进行驱动。静态驱动的优点是编程简单，显示亮度高，缺点是占用 I/O 端口多，如驱动 5 个数码管静态显示则需要 5×8=40 根 I/O 端口来驱动，要知道一个 89S51 单片机可用的 I/O 端口才 32 个，实际应用时必须增加译码驱动器进行驱动，增加了硬件电路的复杂性。

数码管动态显示就是逐位轮流显示，其相应的驱动是将所有数码管的 8 个显示笔画“a、b、c、d、e、f、g、dp”的同名端连在一起，另外为每个数码管的公共极 COM 增加位选通控制电路，位选通由各自独立的 I/O 线控制，当单片机输出字形码时，所有数码管都接收到相同的字形码，但究竟是哪个数码管会显示出字形，取决于单片机对位选通 COM 端电路的控制，所以我们只要将需要显示的数码管的选通控制打开，该位就显示出字形，没有选通的数码管就不会亮。通过分时轮流控制各个数码管的 COM 端，就使各个数码管轮流受控显示，这就是动态驱动。在轮流显示过程中，每位数码管的点亮时间为 1～2ms，由于人的视觉暂留现象及发光二极管的余辉效应，尽管实际上各位数码管并非同时点亮，但只要扫描的速度足够快，给人的印象就是一组稳定的显示数据，不会有闪烁感，动态显示的效果和静态显示是一样的，能够节省大量的 I/O 端口，而且功耗更低。



东芝新推AC/DC离线式LED控制器

东芝公司(Toshiba)日前宣布为LED照明设备开发采用单一转换器PFC的AC/DC离线式LED控制器集成电路。产品样品现已推出，并将于7月份投入量产。

新产品为一种隔离型反激式LED电源控制器，旨在满足严苛的设计标准：支持三端双向晶闸管调光；通过单一转换器有源PFC实现高PFC并减少外件数量；以及不使用光电耦合器和检测器控制变压器二次侧的LED平均电流。在采用标准AC 120～220V的情况下，功率因数值大于0.8，LED输出电流精度为±5%。

LED照明设备具有功耗低、寿命长等特点，正在取代白炽灯。东芝正在开发可控制大功率LED，支持调光和高PF，并且输出电流精度及效率更高的产品。

资料来源：http：//www.eet-china.com/ART_8800683426_628868_NP_e80d273c.HTM.

从要显示数字的BCD码转换成对应的段选码称为译码，译码既可用硬件实现，也可用软件实现。采用硬件译码时，微机输出的是显示数字的BCD码，微机与LED段选端间接口电路包括锁存器(锁存显示数字的BCD码)、译码器(将BCD码输入转换成段选码输出)、驱动器(驱动发光二极管发光)。采用软件译码时，微机输出的是通过查表软件得到的段选码。因此接口电路中无需译码器，只需要锁存器和驱动器。

1）硬件译码

在采用硬件译码方式时，LED数码管与CPU接口的常用器件有：BCD-7段译码器MC14558，BCD-7段译码/驱动器MC14547，BCD-7段锁存/译码/驱动器MC14513、MC14495及9368，串行输入4位LED动态显示驱动接口芯片MC14499，并行输入4位LED静态显示驱动接口芯片ICM7212等。MC14558和MC14547无输入锁存能力，因此，常用于动态扫描电路中，如图3.22所示。这两种芯片若用于静态显示时，其前应加锁存器。

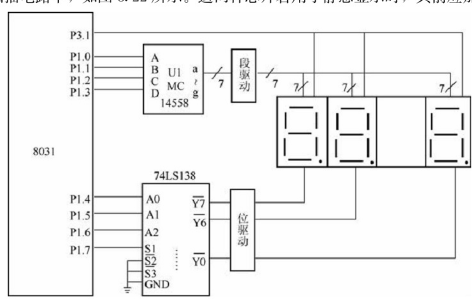


图3.22 由MC14558构成的8位动态LED显示器



MC14495 内带 4 位输入锁存器、译码器和驱动器，但 1 个 MC14495 只能与 1 位 LED 显示块接口，图 3.23 是用 8 个 MC14495 和 8 位 LED 构成的 8 位 LED 静态显示器电路。

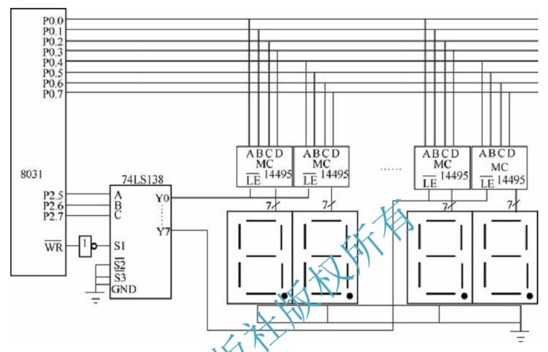


图 3.23　由 MC14495 构成的 8 位静态 LED 显示器

如图 3.23 所示，MC14495 的 BCD 码输入端挂接在数据总线上，每两片一组，每组形成一个数据字节单元，各字节单元由 3-8 译码器输出的译码信号进行寻址。译码器的输出受$\overline{WR}$控制，只有向这些字节单元中写数据时，译码器才译出地址选通信号，将数据总线上的 2 位 BCD 码打入到相应的 MC14495 芯片锁存器中，从而使 2 位 LED 同时产生相应的显示。这种方法结构简单，编程容易。

MC14499 与单片机 8031 的串行接口方式如图 3.24 所示。MC14499 每次接收 20 位串行输入数据，其中 16 位表示 4 个 4 位 BCD 码，另 4 位表示小数点选择位，一帧(20 位)串行数据一经输入之后，便被锁存起来供 4 位 LED 显示器使用，直到下一帧串行数据输入为止。CPU 只提供显示用数据，数据的显示是由片内扫描振荡器对各位进行动态扫描实现的，因此，由 MC14499 接口的显示器是工作于动态显示方式的显示器。

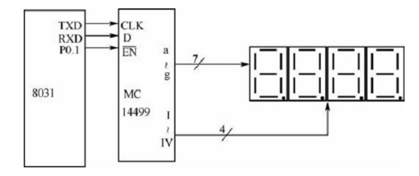


图 3.24　用 MC14499 构成的 4 位动态 LED 显示器

2）软件译码

在采用软件译码方式时，LED 显示器与微机接口常采用 8155、8255 并行 I/O 接口芯

片或采用锁存器。

8031的串行口工作于方式0时，为移位寄存器方式，图3.25所示为静态显示器接口，利用6片串入并出移位寄存器74LS164作为6位静态显示器的显示输出口，欲显示的8位段码(字型码)通过软件译码产生，并由RXD串行发送出去，这样，主程序可不必扫描显示器，从而CPU能用于其他工作。

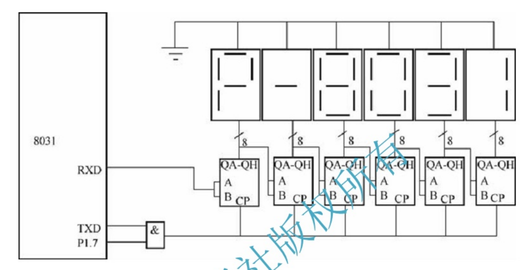


图3.25　串行口6位静态LED显示器

图3.26所示为用8155扩展I/O口的8位LED动态显示器，显示扫描由程控实现。

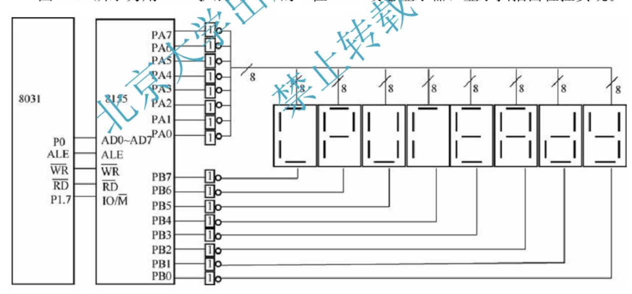


图3.26　用8155实现8位动态LED显示器

2. 液晶显示器

液晶显示器(Liquid Crystal Display，LCD)的构造是在两片平行的玻璃基板当中放置液晶盒，下基板玻璃上设置TFT(薄膜晶体管)，上基板玻璃上设置彩色滤光片，通过TFT上的信号与电压改变来控制液晶分子的转动方向，从而达到控制每个像素点偏振光出射与否而达到显示目的。现在LCD已经替代CRT成为主流，价格也已经下降了很多，也相当普及。

物质有固态、液态、气态三种形态，液体分子质心的排列虽然不具有任何规律性，但

是如果这些分子是长形的(或扁形的)，它们的分子指向就可能有规律性。于是我们就可将液态又细分为许多形态。分子方向没有规律性的液体我们直接称为液体，而分子具有方向性的液体则称为“液态晶体”，又简称“液晶”。液晶产品其实对我们来说并不陌生，我们常见到的手机、计算器都是属于液晶产品。液晶是在1888年，由奥地利植物学家莱尼茨尔(Reinitzer)发现的，是一种介于固体与液体之间，具有规则性分子排列的有机化合物。一般最常用的液晶形态为向列型液晶，分子形状为细长棒形，长宽为1～10nm，在不同电流电场作用下，液晶分子会做规则旋转90°排列，产生透光度的差别，如此在电源ON/OFF下产生明暗的区别，依此原理控制每个像素，便可构成所需图像。

LCD1602也称1602字符型液晶，它是一种专门用来显示字母、数字、符号等的点阵型液晶模块。它由若干个5×7或者5×11等点阵字符位组成，每个点阵字符位都可以显示一个字符，每位之间有一个点距的间隔，每行之间也有间隔，起到了字符间距和行间距的作用。能够同时显示16行2列即32个字符。其引脚如图3.27所示。

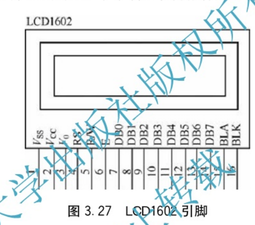


图3.27 LCD1602引脚

市面上字符液晶大多数是基于HD44780液晶芯片的，控制原理是完全相同的，因此基于HD44780写的控制程序可以很方便地应用于市面上大部分的字符型液晶。

LCD1602采用标准的16脚接口，其中：

第1脚：V_{SS}为电源地。

第2脚：V_{CC}接5V电源正极。

第3脚：V_0为液晶显示器对比度调整端，接正电源时对比度最弱，接地电源时对比度最高(对比度过高时会产生“鬼影”，使用时可以通过一个10kΩ的电位器调整对比度)。

第4脚：RS为寄存器选择，高电平“1”时选择数据寄存器，低电平“0”时选择指令寄存器。

第5脚：R/W为读写信号线，高电平“1”时进行读操作，低电平“0”时进行写操作。

第6脚：E(或EN)端为使能(Enable)端，高电平“1”时读取信息，负跳变时执行指令。

第7～14脚：DB0～DB7为8位双向数据端。

第15～16脚：空脚或背灯电源。15脚背光正极，16脚背光负极。

LCD1602液晶模块内部的字符发生存储器(CGROM)已经存储了160个不同的点阵字符图形，这些字符有阿拉伯数字、英文字母的大小写、常用的符号和日文假名等，每一个字符都有一个固定的代码，如大写的英文字母“A”的代码是01000001B(41H)，显示时

模块把地址 41H 中的点阵字符图形显示出来，我们就能看到字母“A”。

因为 LCD1602 识别的是 ASCII 码，试验可以用 ASCII 码直接赋值，在单片机编程中还可以用字符型常量或变量赋值，如“A”。

LCD1602 字符液晶显示可分为上、下两部分各 16 位进行显示，处于不同行时的字符显示地址见表 3-2。

表 3-2 LCD1602 字符液晶的字符显示地址

显示字符	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	…
第一行地址	00H	01H	02H	03H	04H	05H	06H	07H	08H	09H	0AH	0BH	…
第二行地址	40H	41H	42H	43H	44H	45H	46H	47H	48H	49H	4AH	4BH	…

寄存器选择控制见表 3-3。

表 3-3 寄存器选择控制表

RS	R/W	操作说明
0	0	写入指令寄存器(清除屏等)
0	1	读 busy flag(DB7)，以及读取位址计数器(DB0～DB6)值
1	0	写入数据寄存器(显示各字型等)
1	1	从数据寄存器读取数据

单片机与 LCD1602 的接口电路如图 3.28 所示。

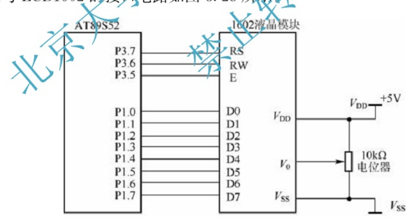


图 3.28 单片机与 LCD1602 的接口电路

程序代码如下：

```
RS      EQU P3.7
RW      EQU P3.6
E       EQU P3.5
MOV     P3, #0FFH
MOV     P1, #01H      ; 清除屏幕
ACALL   ENABLE
MOV     P1, #38H      ;8 位点阵
ACALL   ENABLE
MOV     P1, #0FH      ;开显示
```

```
        ACALL   ENABLE
        MOV     P1, #06H        ;移动光标
        ACALL   ENABLE
        MOV     P1, #80H        ;显示位置
        ACALL   ENABLE
L3:     MOV     P1, #01H
        ACALL   ENABLE
        MOV     DPTR, #TABLE1;送第一句话
        CALL    WRITE1
        CALL    ENABLE
        MOV     P1, #01H
        MOV     P1, #0C0H       ;写入显示起始地址 (第二行第一个位置)
        ACALL   ENABLE          ;调用写入命令子程序
        MOV     DPTR, #TABLE2;送第二句话
        CALL    WRITE1
        CALL    ENABLE
        MOV     P1, #01H
        CALL    DELAY1
        CALL    DELAY1
        CALL    DELAY1
        JMP     L3

ENABLE:                         ;送命令
        CLR     RS
        CLR     RW
        CLR     E
        ACALL   DELAY
        SETB    E
        RET

WRITE1:                         ;送字符串
        MOV     R1, #00H
A1:     MOV     A, R1
        MOVC    A, @A+DPTR
        CALL    WRITE2
        INC     R1
        CJNE    A, #00H, A1     ;以 00H 作为字符串结束标志
        RET

WRITE2:                         ;送单个字符
        MOV     P1, A
        SETB    RS
        CLR     RW
        CLR     E
        CALL    DELAY
        SETB    E
        RET

DELAY:                          ;延时子程序
        MOV     R7, #255
```

```
D1:     MOV     R6, #255
D2:     DJNZ    R6, D2
        DJNZ    R7, D1
        RET
DELAY1:
        MOV     R7, #255
DELAY2:
        MOV     R6, #255
        DJNZ    R6, $
        DJNZ    R7, DELAY2
        RET
                                    以下每个表格都是一句话,以 00H 作为每句话的结尾
TABLE1:DB  20H, 20H, 20H, 57H, 45H, 4CH, 43H, 4FH, 4DH, 45H, 20H, 20H, 20H, 20H,
        20H, 00H
TABLE2:DB  20H, 57H, 57H, 57H, 2EH, 43H, 55H, 2EH, 43H, 4FH, 4DH, 20H, 20H,
        20H, 00H
        END
```

3.2.5 报警器接口

声光报警器(audible and visual alarm)又称声光警号，是为了满足客户对报警响度和安装位置的特殊要求而设置的，同时发出声、光两种警报信号。声光报警电路可以用手动开关或传感器检测电路来控制，也可由单片微机通过接口电路来控制。通过控制某一种信号达到测量的目的，如测水温，当温度过高或过低时通过测量温度控制电压实现报警器发光和蜂鸣器的发声。

在测控系统的操作面板上，常常需要一些指示灯。有些指示灯(如电源开关状态指示灯等)不需要通过微机控制，有些指示灯(如系统状态正常或错误指示灯等)则必须由微机来控制进行报警。由微机控制的指示灯在个数比较少的情况下，可以采用直接接锁存驱动的方法，如图 3.29 所示。图中，74LS377 的输出线通过限流电阻接到各个发光二极管的负端，发光二极管的正端接+5V 电源。限流电阻阻值的选择要同时考虑发光二极管的驱动电流和 74LS377 的负载能力，一般可选 330Ω 或 360Ω。这里发光二极管之所以反向连接，是因为 TTL 型 74LS377 在低电平输出时输出电流较高电平输出时大。这样欲使某发光二极管点亮，就需要向相应的输出线输出低电平。

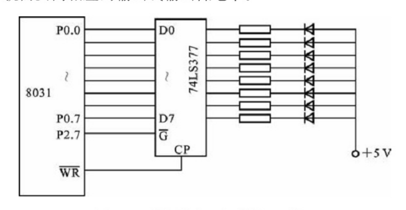


图 3.29　使用发光二极管的显示接口

实现声音报警的接口电路比较简单，发声元件通常可采用压电蜂鸣器，这种蜂鸣器只

需在其两引线上加 3～15V 的直流电压，就能产生 3kHz 左右的蜂鸣振荡音响，比电研式蜂鸣器结构简单，耗电少，且更适于在单片机系统中应用。

压电式蜂鸣器约需 10mA 的驱动电流。因此，可以使用 TTL 系列集成电路 7406 或 7407 低电平驱动，也可以使用一个晶体管驱动。如图 3.30 所示，分别是使用这两种方式驱动的接口电路。

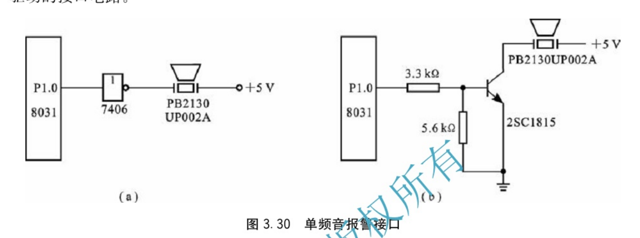
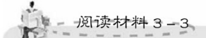


图 3.30　单频音报警接口

单频音报警电路，简单实用，已能满足音响报警的一般需要，不足之处在于声音单调，而且采用压电鸣音元件，音量也较小，且不可调整；也可以采用音乐声报警，报警电路与单片机系统连接，也很方便易行，而报警的音响又优美动听。

3.3　总线技术概述

总线(bus)是计算机各种功能部件之间传送信息的公共通信干线，它是由导线组成的传输线束。总线的性能对计算机或控制系统的性能具有举足轻重的作用。采用总线技术，可大大简化系统结构，增加系统的开放性、兼容性、可靠性和可维护性。


阅读材料 3－3

仪器总线技术在测试测量领域的回顾与展望

在测试测量领域，仪器总线技术的发展历来是工程师和科学家们最为关心的部分。从 20 世纪 60 年代推出的专用于仪器控制的 GPIB，到现在被广泛使用的 USB、VXI、PXI 和最新推出的 LXI、PXI Express，不断涌现的新型总线技术在帮助我们的工程师更快捷、高效地完成测量任务的同时，也引起了行业内专家们的广泛争论，究竟哪一种总线将会主宰未来的测试测量领域呢？

未来的趋势——混合总线的测试系统

先让我们回顾一下历史，无论是 GPIB 还是串口，都已经在测试行业应用超过了数十年，但至今仍有很多的工程师在继续使用或购买相应的仪器。再来看看几乎已经退出 PC 历史舞台的 ISA 总线，在现在的一些工控机里我们仍旧可以看到 ISA 插槽的身影，

甚至有不少厂商还在生产基于ISA总线的数据采集卡和GPIB控制卡，满足一部分客户的需求。可以说，任何一种总线都有其在行业内独特的优势，没有一种总线会完美到可以取代其他任何的总线。

所谓混合总线的测试系统，就是在一个系统中集成多个自动化测试平台的不同部件，包括PXI、PCI、GPIB、VXI、USB、LAN和LXI等不同的总线。从工程师的角度来看，当设计一个测试系统时，往往需要平衡多方面的因素。现在的产品变得越来越复杂，对混合信号测试的要求也就越来越高，这样就需要利用不同总线测试平台的优势，搭建一个混合的测试系统来满足测试的需求。例如，您的系统可能需要像PXI和PCI Express等模块化仪器总线所提供的高吞吐量和优良的集成性，同时也可能需要基于USB或者LAN(包括LXI)的分立式仪器，完成一些特定的测试功能。此外，使用混合的系统，工程师们可以很容易的在现有的系统上进行升级或是添加新的部件，而无需重新设计整个系统。同时，这样的混合系统对软件的架构提出了更高的要求，希望无论是在驱动服务层还是在应用软件层都能对不同的总线平台进行无缝的支持，也就是说，一个统一的软件架构将成为整个混合测试系统的核心。

外部总线——GPIB、Serial、IEEE 1394(FireWire)、USB、LAN及LXI在测试测量行业，外部总线主要提供传统分立式仪器与PC之间的互连性，因此我们又通常将这一类总线称之为分立仪器总线。每一种总线针对不同的应用都有其独特的优势，譬如说GPIB作为最成熟的总线技术，拥有最广泛的可供选择的仪器种类；使用USB，用户可以充分利用其即插即用的特性，而使用LAN/LXI，可以满足用户分布式应用和远距离仪器通信的需求。根据对测量功能、带宽、传输延迟、性能和易连接性等的不同需求，用户可以自由地选择适合自己应用的总线连接技术。

资料来源：http://www.eet-china.com/ART_8800668180_640279_TA_39400eb6.HTM.

3.3.1 总线分类

总线是连接一个或多个部件的一组电缆的总称，通常包括地址总线、数据总线和控制总线。根据应用场合总线可分为下列几类：

1. 片内总线

每一片比较复杂的集成电路芯片内部都含有数万个元器件，这些元器件采用总线结构互相连在一起，这一级的总线由于在芯片内部被称为片内总线。它对用户是透明的，提供给用户的是封装后的几十个引脚。

2. 板内总线

在模板内各芯片之间的连线称为板内总线。板内各芯片连接仍遵循总线结构的思想，但片间连接是不规范非标准的。板内总线是不规范非标准的。板内总线不构成一级总线标准，由设计人员自行设计。

3. 模板总线

在功能模板构造计算机时，是计算机内部功能模板之间进行通信的总线称为模板总线。STD 总线、Multibus 总线、S-100 总线、VME 总线等都是模板总线一级的标准总线，其功能又可分为数据总线、地址总线、控制总线和电源总线四部分，每种型号的计算机都有自身的内部总线。由于这些总线用于计算机内部的模板互连，因此又称为标准并行内总线。

4. 通信总线

当需要把计算机与外围设备连接起来组成计算机系统，把计算机与控制设备连在一起组成计算机测控系统，把计算机与可程控仪器连接起来组成自动测试系统，把多台计算机及终端互连成计算机网络，按照分级构造的思想，这些连接应当用总线互连。因此这一级总线称为外总线，又称为系统总线。

计算机与其他智能设备(包括其他计算机)之间进行通信的连线，又称为通信总线。计算机与外围设备的联系有紧有松，需要交换的数据有多有少，对通信速度的要求有高有低，互相之间的距离有远有近，据此可将通信总线分为两类：

(1) 并行外总线，用来联系关系比较紧密、距离近、数据交换量大、通信速率要求高的场合，常用的并行外总线有 IEEE-488、PCI 等。并行内总线与并行外总线的主要区别在于前者用于机内模板互连，而后者用于连接外围设备。

(2) 串行外总线，其数据在信号线上是以位为单位进行传输的，用来连接那些关系比较松散、距离比较远的设备，如 RS-232C、USB 等。如果数据在信号线上是以字节甚至多个字节为单位进行传输的，则称为并行总线。

3.3.2 总线标准

总线结构是微机系统体系结构的重要特点之一。总线是计算机系统的组成基础和重要资源，是联系计算机系统的各个资源的高速公路体系，因此，计算机系统总线结构的性能的好坏、速度的高低和总线结构的优化合理程度将直接影响到计算机的性能，总线标准的建立对计算机的应用和普及是至关重要的。

总线标准对总线作了一系列关于互连、交换信息、协调的规定，内容如下：

(1) 总线标准规定了总线中所含的信号线的根数及引线名称。总线中应包含数据线、地址线、控制线、中断线、电源线。支持多处理机的总线标准中还应包含仲裁线。

(2) 总线标准的机械规程规定了总线插座的机械尺寸、引脚编号、排列位置及模板的外形尺寸，使机械连接标准化。

(3) 总线标准的电气规程规定了引线信号的静电电平及负载性能。

(4) 总线标准中规定了逻辑功能及过程特性。各引线有逻辑功能，引线间不仅有逻辑关系，而且有时序关系，不仅需要用引线逻辑电平的组合表示操作，而且要按不同的时刻逻辑电平的变化来表示不同操作。

任何总线一旦成为标准就具有通用性，按这种总线标准设计的外围接口设备适用于采用这种总线标准的任何系统。在进行接口设计时，不用去研究计算机系统的具体结构和 CPU 的具体特性，只要研究总线标准并按总线标准进行接口设计即可。模板硬件设计的任务就是以选定的标准总线为基准，根据模板的功能要求，选择适当的芯片，经过简单的

逻辑转换，使之符合标准总线的规定，经可控开关连接到总线插头上。因此，模板设计的核心就是设计总线接口。

3.4 并行总线技术

3.4.1 ISA/EISA总线

1. ISA总线

ISA(Industry Standard Architecture)总线是IBM公司1984年为推出PC/AT机而建立的系统总线标准，所以也称AT总线，由于它是16位体系结构，所以只能支持16位的I/O设备，数据传输率大约是16MB/s。1984年ISA总线在原来8位总线的基础上扩充出16位数据总线宽度。同时地址总线宽度也由20位扩充到24位，但仍保持原8位ISA总线的完整性，形成了现在使用的8位基本插槽加上16位扩充插槽的16位ISA总线标准。它推出后得到广大计算机同行的认可，兼容这一标准的微型计算机纷纷问世，直到现在，许多以Pentium芯片为CPU的计算机上仍然有ISA插槽。1988年，Compaq、HP、NEC等9个厂商协同把ISA扩展到32位，即EISA总线(Extended ISA)。

阅读材料3-4

ISA创建无线工厂自动化标准

ISA将制定工厂自动化标准ISA 100.16，这一里程碑式的举动将大大促进整个工业自动化领域设备无线互连的进程。

ISA 100的68名成员一致通过成立ISA 100.16的决议，希望通过建立信息化的资料库来促进和保持标准需求、推广标准应用，向业界展示ISA 100在工厂自动化中工业无线技术应用领域的领导地位。ISA 100.16计划在2009年2月推出草案，并于7月向公众发布最终版本。

除此之外，ISA将与其他组织合作，如IEC、PNO、ODVA，以保证一个面向全球的工厂自动化标准得以建立。

资料来源：http://www.eet-china.com/ART_8800567522_675277_NT_4955e6cf.HTM.

ISA总线的引脚如图3.31所示，各引脚定义如下：

RESET、BCLK：复位及总线基本时钟，BLCK＝8MHz。

SA_{19}～SA_0：存储器及I/O空间20位地址，带锁存。

LA_{23}～LA_{17}：存储器及I/O空间20位地址，不带锁存。

BALE：总线地址锁存，外部锁存器的选通。

AEN：地址允许，表明CPU让出总线，DMA开始。

$\overline{SMEMR}$、$\overline{SMEMW}$：8位ISA存储器读写控制。

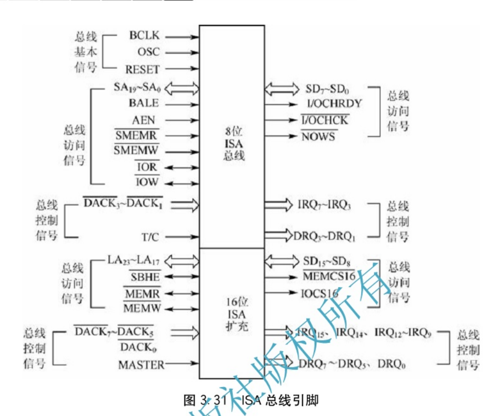


图 3.31 ISA 总线引脚

ISA 总线引线定义主要信号说明：

$\overline{MEMR}$、$\overline{MEMW}$：16 位 ISA 存储器读写控制。

SD_{15}～SD_0：数据总线，访问 8 位 ISA 卡时高 8 位自动传送到 SD_7～SD_0。

$\overline{SBHE}$：高字节允许，打开 SD_{15}～SD_8 数据通路。

$\overline{MEMCS16}$、IOCS16：ISA 卡发出此信号确认可以进行 16 位传送。

I/OCHRDY：ISA 卡准备好，可控制插入等待周期。

$\overline{NOWS}$：不需等待状态，快速 ISA 发出不同插入等待。

$\overline{I/OCHCK}$：ISA 卡奇偶校验错。

IRQ_{15}、IRQ_{14}、IRQ_{12}～IRQ_9、IRQ_7～IRQ_3：中断请求。

DRQ_7～DRQ_5、DRQ_3～DRQ_0：ISA 卡 DMA 请求。

$\overline{DACK_7}$～$\overline{DACK_5}$、$\overline{DACK_3}$～$\overline{DACK_0}$：DMA 请求响应。

$\overline{MASTER}$：ISA 主模块确立信号，ISA 发出此信号，与主机内 DMAC 配合使 ISA 卡成为主模块，全部控制总线。

ISA 总线的主要特点如下：

(1) 它有比 XT 总线更强的支持能力，它支持：1KB 的 I/O 地址空间(0000H～03FFH)；24 位存储器地址；8 位或 16 位数据存取；15 级硬件中断，7 级 DMA 通道；产生 I/O 等待状态等。

(2) 它是一种多主控(Multi Master)总线，除主 CPU 外，DMA 控制器、DRAM 刷新控制器和带处理器的智能接口控制卡都可以成为 ISA 总线的主控设备(但它只支持一个智能接口控制卡)。

(3) 可支持 8 种类型的总线周期：8 位或 16 位的存储器读周期；8 位或 16 位的存储

器写周期；8位或16位的I/O读周期；8位或16位的I/O写周期；中断请求和中断响应周期；DMA周期；存储器刷新周期；总线仲裁周期。

ISA总线共包含98根信号线，它们是在原XT总线62线的基础上再扩充36线而形成的。其扩充卡插头插槽也由两部分组成，一部分是原XT总线的62线插头插槽(分A、B两面，每面31线)；另一部分是新增加的36线插头插槽(分C、D两面，每面18线)，新增的36线与原有的62线之间由一凹槽隔开。这样原有的XT总线62线部分可独立使用，保证了按PC/XT总线标准设计的插件板，照样可原封不动地插在ISA总线扩充槽的前62线位置上，可见ISA总线系统向上与XT总线系统兼容。

ISA总线共有16条数据线，24条地址线(寻址空间为16MB)，总线时钟频率为8MHz，总线最大传输速率为16MB/s，最大负载能力为8个，采用半同步的工作方式。

2. EISA总线

扩展工业标准结构(Extended Industry Standard Architecture，EISA)是EISA集团为配合32位CPU而设计的总线扩展标准。它吸收了IBM微通道总线的精华，并兼容ISA总线。

EISA总线是1989年由工业厂商联盟设计，用于支持现有的ISA扩充板，同时为以后的发展提供一个平台。为支持ISA卡，它使用8MHz的时钟速率，但总线提供的DMA(直接存储器访问)速度可达33Mbit/s。EISA总线的输入/输出(I/O)总线和微处理总线是分离的，因此I/O总线可保持低时钟速率以支持ISA卡，而微处理器总线则可以高速率运行。EISA机器可以向多个用户提供高速磁盘输出。

EISA总线是全32位的，所以这种设计可处理比ISA总线更多的引脚。连接器是一个两层槽设计，既能接受ISA卡，又能接受EISA卡。顶层与ISA卡相连，低层则与EISA卡相连。尽管EISA总线保持与ISA兼容的8MHz时钟速率，但它们支持一种突发式数据传送方法，可以三倍于ISA总线的速率传送数据。大型网络服务器的设计大多选用EISA总线。

EISA总线的主要特点如下：

(1) EISA总线的时钟频率为8.33MHz。

(2) EISA总线共有198根信号线，在原ISA总线的98根线基础上扩充了100根线，与原ISA总线完全兼容。

(3) 具有分立的数据线和地址线。

(4) 数据线宽度为32位，具有8位、16位、32位数据传输能力，所以最大数据传输率为33MHz。

(5) 地址线的宽度为32位，所以寻址能力达2^{32}。

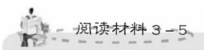
(6) CPU或DMA控制器等这些主控设备能够对4GB范围的主存地址空间进行访问。

3.4.2 PCI总线

PCI(Peripheral Component Interconnect)是计算机外围设备互连的意思。1992年由Intel公司发布，很快就成为了商用计算机的总线标准。它是目前PC中使用最为广泛的接口，几乎所有的主板产品上都带有这种插槽。PCI插槽也是主板带有最多数量的插槽类型，在目前流行的PC机主板上，ATX结构的主板一般带有5～6个PCI插槽，而小一点

的 MATX 主板也都带有 2～3 个 PCI 插槽，可见其应用的广泛性。

发展至今，PCI 实际上已经不是一个简单的总线标准，而是一类标准。例如，从使用的电源电压来分，就有 5V 和 3.3V 两个版本；从总线时钟频率来分可以有 33.3MHz 和 66MHz 两种；从总线的宽度来分可以有 32 位和 64 位两种。


阅读材料 3－5

研华提供高密度 PCI Express 数据采集卡

全球领先的创新嵌入式产业计算机 & 自动化解决方案提供厂商研华科技，近期隆重推出高密度隔离数据采集卡系列，包括 PCIE-1752(64 个数字量输出通道)、PCIE-1754(64 个数字量输入通道)和 PCIE-1756(32 个数字量输入/32 个数字量输出通道)三种数据采集卡。其使用 PCI Express 接口；数据传输速率比标准 PCI 卡更快，可提供多达 64 个通道，软件与 PCI 卡相同，每个通道的最大输出电流达到 500mA。

此系列数据采集卡上有 64 个高密度的隔离数字量 I/O 接口，可以让使用者在使用相同数量的 I/O 接口时更加节约空间和成本；数字输出通道最大输出电流达到 500mA，可以承担比以前更大的负荷；具备 DC 70V 过电压保护，DC 2000V 静电防护，DC 2500V 的隔离保护，系统热复位后，仍能保留其输出设置和值。

此系列数据采集卡使用的总线类型接近，与原来的 PCI 卡一样可以使用相同的软件 DAQNavi。研华为了支持配置和应用的发展，提供了一系列选择：例如软件开发工具包(SDK)，它可以在 Visual C＋＋、Visual Basic、VB .NET、C＃、Delphi、BCB、LabVIEW、QT 和 Java 中使用；此外还提供相关例程，包括配置、功能测试、文档和许多实用的编码实例。

资料来源：http://www.eet-china.com/ART_8800674821_617693_NP_5aef426b.HTM.

图 3.32 所示为某型号计算机主板上的 PCI 和 ISA 插槽示意图。其中有 5 个短白色的 PCI 扩展槽，2 个长黑色的 ISA 扩展槽。

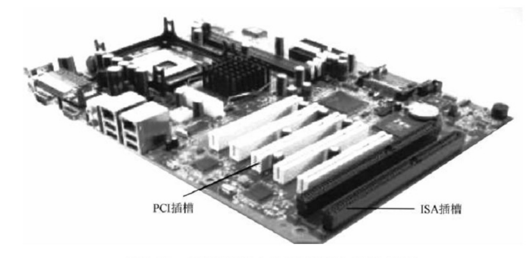


图 3.32　计算机主板上的 PCI 和 ISA 插槽示意图

从结构上看，PCI是在CPU和原来的系统总线之间插入的一级总线，具体由一个桥接电路实现对这一层的管理，并实现上、下之间的接口以协调数据的传送。PCI总线也支持总线主控技术，允许智能设备在需要时取得总线控制权，以加速数据传送。PCI总线是一种不依附于某个具体处理器的局部总线。管理器提供了信号缓冲，使之能支持10种外围设备，并能在高时钟频率下保持高性能，它为显卡、声卡、网卡、Modem等设备提供了连接接口。

PCI总线的提出极大地扩展了PC的数据传输能力，使PC对高速外设，如图形显示器、硬盘等的支持能力极大提高，它是目前各种总线标准中定义最完善、性能价格比最高的一种总线标准，除在PC中广泛应用和普及外，在目前小型工作站等高档计算机中也得到日益推广。

随着PCI总线的发展，PCI总线又发展到PCI-X时代，与PCI总线相比，PCI-X总线的位宽未改变，而是将时钟频率进行了提高。

PCI-X 1.0的时钟频率有66MHz/100MHz/133MHz，总线带宽分别为264MB/s，400MB/s和532MB/s(32位)，528MB/s，800MB/s和1064MB/s(64位)。

PCI-X 2.0的时钟频率有266MHz/533MHz/1066MHz，总线带宽分别为1064MB/s，2132MB/s和4264MB/s(32位)，2128MB/s，4264MB/s和8512MB/s(64位)，PCI-X与PCI总线在硬件结构上完全兼容。

与PCI总线相比，PCI-X除时钟频率高外，还在传输协议上进行了改进，PCI-X采用了“寄存器到寄存器”的新协议，在新协议模式下，发送方发出的数据信号会被预先送入一个专门的寄存器内，并在寄存器中保存一个时钟周期，接收端只要在这个周期内做出响应，取走数据即可。而PCI协议中却没有这个缓冲，数据发出去后，如果对方因某种原因没能及时接收，数据将会被丢弃。

如今，PCI总线已经发展到PCI-Express时代，这是一个串行高速总线，也是由PCISIG推出，分为X1、X2、X4、X8、X12、X16和X32七种模式，X1模式有两对差分线，一对收一对发；X2模式有4对差分线，两对收两对发，其他类推。PCI-E 1.0的速率为2.5Gbit/s，PCI-E 2.0的速率为5.0Gbit/s，PCI-E 3.0的速率可达8.0Gbit/s。PCI-E正在替代着PCI/PCI-X的角色，相信在不久的将来，PCI/PCI-X总线就如同ISA/EISA总线一样，进入历史的博物馆。PCI总线的发展如图3.33所示。

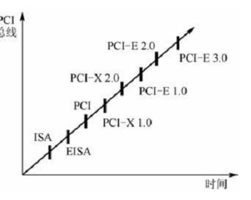


图3.33 PCI总线的发展

PCI总线是一种树型结构，并且独立于CPU总线，可以和CPU总线并行操作。PCI总线上可以挂接PCI设备和PCI桥片，PCI总线上只允许有一个PCI主设备，其他的均为PCI从设备，而且读写操作只能在主、从设备之间进行，从设备之间的数据交换需要通过主设备中转。PCI总线结构如图3.34所示。

PCI总线引脚如图3.35所示。

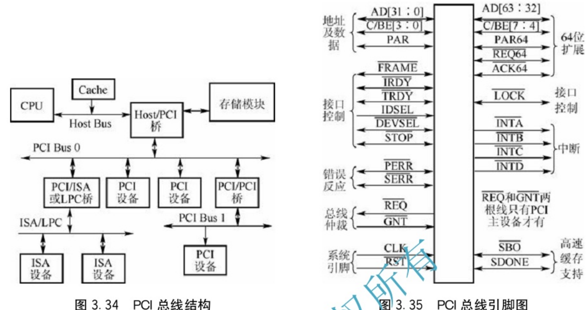


图 3.34　PCI 总线结构　　　　图 3.35　PCI 总线引脚图

PCI 主设备最少需要 49 根线，从设备最少需要 47 根线，剩下的线可选。

1）系统引脚

CLK：系统时钟，为所有 PCI 上的传输及总线仲裁提供时序。除$\overline{RST}$外，所有 PCI 信号都在 CLK 信号的上升沿采样。

$\overline{RST}$：异步复位信号。

2）地址及数据引脚

AD[31∶0]：地址数据复用引脚。$\overline{FRAME}$开始变为有效的那个时钟周期内 AD[31∶0] 上传输的是地址。对于配置空间和存储空间，这是一个双字节地址；对于 I/O 空间，这是一个单字节地址。传输数据时，AD[7∶0]为最低字节数据。

$\overline{C/BE[3:0]}$：总线命令和字节允许复用引脚。在 AD[31∶0]上传输地址的时候，$\overline{C[3:0]}$上传输的是总线命令；AD[31∶0]上传输数据的时候，$\overline{BE[3:0]}$用作字节允许，表示哪些通道上的数据是有效的。$\overline{BE0}$对应最低字节。

PAR：AD[31∶0]和$\overline{C/BE[3:0]}$上的数据偶校验。PAR 与 AD[31∶0]有相同的时序，但延迟一个时钟，在地址段后一个时钟，PAR 稳定并有效；对于数据段，在写传输中，PAR 在$\overline{IRDT}$有效的一个时钟稳定并有效，而在读传输中，PAR 在$\overline{TRDY}$有效后一个时钟周期稳定并有效。一旦 PAR 有效，它必须保持有效直到当前数据段完成后一个时钟。在地址段和写数据段，主 PCI 设备驱动 PAR；在读数据段，目标从 PCI 设备驱动 PAR。

3）接口控制引脚

$\overline{FRAME}$：帧开始信号。由当前总线主设备驱动，以说明一个操作的开始和延续。$\overline{FRAME}$有效，说明总线开始传输，当$\overline{FRAME}$维持有效时，说明总线传输继续进行，当$\overline{FRAME}$无效时，说明传送的最后一个字节正在进行。

$\overline{IRDY}$：启动者准备好信号(Initiator Ready)。说明传输的启动者完成当前数据传输的能力。在读操作中，$\overline{IRDY}$有效说明总线主设备已准备好接收数据。在写操作中，它说明

AD[3∶0]上已有有效数据。在$\overline{\mathrm{IRDY}}$和$\overline{\mathrm{TRDY}}$都有效的时钟周期完成数据传输。在$\overline{\mathrm{IRDY}}$和$\overline{\mathrm{TRDY}}$都有效之前，需要插入等待状态。

$\overline{\mathrm{TRDY}}$：目标设备准备就绪(Target Ready)。说明传输的目标设备完成当前的数据传输的能力。在写操作中，$\overline{\mathrm{TRDY}}$有效说明目标设备已经准备好接收数据。在读操作中，它说明 AD[31∶0]上已有有效数据。

$\overline{\mathrm{STOP}}$：停止信号。说明当前的目标设备要求总线主设备停止当前传输。

$\overline{\mathrm{LOCK}}$：锁定信号。

IDSEL：初始化设备选择(Initialization Device Select)。在配置空间读写操作中，用作片选。

$\overline{\mathrm{DEVSEL}}$：设备选择。当驱动有效时，说明驱动它的设备已将其地址解码为当前操作的目标设备。

4) 仲裁引脚

$\overline{\mathrm{REQ}}$：申请。向仲裁器说明该单元想使用总线。这是一个点对点的信号，每个总线主设备都有自己的$\overline{\mathrm{REQ}}$。

$\overline{\mathrm{GNT}}$：允许。仲裁器向申请单元说明其对总线的操作已被允许。这是一个点对点信号，每个总线主设备都有自己的$\overline{\mathrm{GNT}}$。

5) 错误反馈引脚

$\overline{\mathrm{PERR}}$：奇偶校验错误(Parity Error)。该引脚用于反馈在除特殊周期外的其他传送过程中的数据奇偶校验错误。$\overline{\mathrm{PERR}}$维持三态，在检测到奇偶校验错误后，在数据结束后两个时钟周期，由接收数据的单元驱动$\overline{\mathrm{PERR}}$有效，并至少持续一个时钟周期。只有发出$\overline{\mathrm{DEVSEL}}$的单元才能发出$\overline{\mathrm{PERR}}$。

$\overline{\mathrm{SERR}}$：系统错误(System Error)。用于反馈地址奇偶校验错误、特殊周期命令中的数据奇偶校验错误和将引起重大事故的其他灾难性的系统错误。

6) 中断引脚

$\overline{\mathrm{INTA}}$、$\overline{\mathrm{INTB}}$、$\overline{\mathrm{INTC}}$、$\overline{\mathrm{INTD}}$：中断输出。

7) 高速缓存支持引脚

一个能高速缓存的 PCI 存储器必须利用这两条高速缓存支持引脚作为输入，以支持写通(write-through)和回写(write-back)。如果可高速缓存的存储器是位于 PCI 上，则连接回写高速缓存到 PCI 的桥路必须利用这两条引脚，且作为输出。连接写通高速缓存的桥路可以只使用一条引脚 SDONE。

$\overline{\mathrm{SBO}}$：监视补偿。当其有效时，说明对某条变化线的一次命中。当$\overline{\mathrm{SBO}}$无效而 SDONE 有效时，说明了一次“干净”的监视结果。

SDONE：监视进行。表明对当前操作的监视状态。当其无效时，说明监视结果仍未定。当有效时，说明监视已有结果。

8) 64 位总线扩充引脚

AD[63∶32]：地址数据复用引脚提供 32 个附加位。在一个地址段，传送 64 位地址的高 32 位。在数据段，传送 64 位中的高 32 位。

$\overline{C/BE[7:4]}$：总线命令和字节允许复用引脚。

$\overline{REQ64}$：请求 64 位传输。当其被当前总线主设备有效驱动时，说明总线主设备要进行 64 位传输。

$\overline{ACK}$：应答 64 位传送。在当前操作所寻址的目标设备有效驱动该信号时，说明目标设备能够进行 64 位传输，$\overline{ACK}$和$\overline{DEVSEL}$有相同的时序。

PAR64：高双字偶校验。

PCI 总线的典型接法如图 3.36 所示。

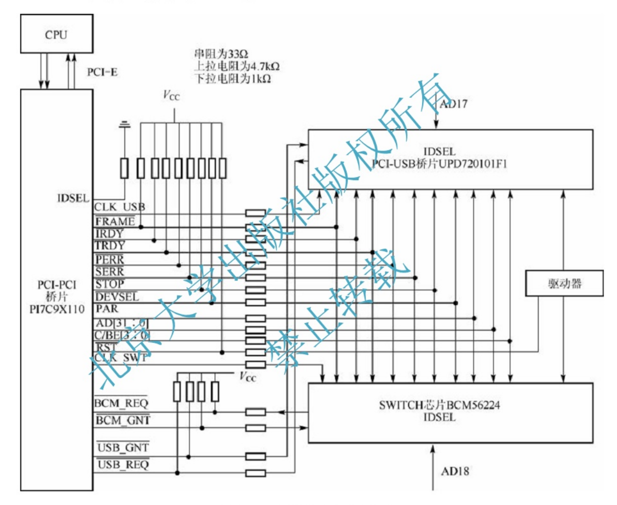
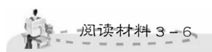


图 3.36　PCI 总线的典型接法

3.4.3　GPIB

1965 年，惠普(Hewlett-Packard)公司为了解决各种仪器仪表与各类计算机接口由于互相不兼容而带来的连接麻烦，研制了惠普接口总线 HP-IB，用于连接惠普的计算机和可编程仪器。由于其转换速率高(通常可达 1MB/s)，这种接口总线得到普遍认可，1975 年美国电气与电子工程师协会(IEEE)将其作为规范化的 IEEE-488 标准总线予以推荐，1977 年国际电工委员会 (IEC)对该总线进行认可，并将其定为国际标准。因此 GPIB 又称为 HP-IB 或 IEEE-488。后来，GPIB 比 HP-IB 名称用得更广泛。



GPIB：挑战与机遇并存

IEEE-488 标准有一个广为人知的名字——GPIB(通用接口总线)。这是一种很受欢迎的接口，用于连接测试测量仪器和计算机，以构成一套 ATE(自动测试设备)。GPIB 最初由惠普开发，并于 1978 年被确认为 IEEE 标准。IEEE 于 1978 年和 1987 年分别发布了定义 GPIB 硬件规范(包括电气参数、机械参数和基础协议参数)的 IEEE-488.1 标准和定义相关软件规范的 IEEE-488.2 标准。数十年来，GPIB 受到了仪器厂商的广泛接受和采用。可以说，GPIB 是当今在计算机和测试测量仪器连接中使用最多的接口。

GPIB 面临的挑战：PCI I/O 总线的革命性改变(如数据吞吐率更高、占位面积更小)推动了传统 ISA 总线及更成熟的 PCI 总线标准的普及。这些总线标准在传输速度上远远超过 RS-232。其中，最出色的是 USB 和 LAN 接口，它们被证实具有比其他接口更高、更快、更全面的性能。由于它们性价比高而且连接方便，所以现有 PC 都配备了这两种接口。同时，不计其数的传统 GPIB 设备在经历了 30 多年的改进和大范围的发展之后，如今也支持热插拔功能和远程接入，已不落后于测试工程师们更熟悉的基于 IP 的仪器。因为 GPIB 的这些创新，更新和更快的 I/O 接口(如 USB 或 LAN)都很难完全取代 GPIB 在 ATE 行业中的地位。

由于认识到 GPIB 在这一市场上的地位稳固，主流仪器制造商开发了由 GPIB 到 USB 或 LAN 的桥接通信协议。这充分保护了用户过去在 GPIB 接口仪器上的投资，同时也使用户受益于 USB 和 LAN 接口的灵活性和高数据吞吐率的优势。桥接通信协议以 GPIB 到 USB/LAN 适配器、GPIB-LAN 网关和转换器的形式实现。桥接通信协议及相关技术趋势显示，GPIB 接口仍将占有一席之地。

资料来源：http://www.eet-china.com/ART_8800485841_640279_TA_464742fe.HTM.

1. GPIB 结构

GPIB 的 16 条信号线，按其功能可编排为三组独立的总线：双向 8 位数据总线(8 根)、字节传送控制总线(3 根)和接口管理总线(5 根)。具有 GPIB 标准接口及由上述总线连接起来的自动测试系统如图 3.37 所示。

系统中的每一设备按三种基本方式之一进行工作。三种方式如下：

(1) 听者方式：从数据总线上接收数据，在同一时刻可以有两个以上的听者在工作。具有这种功能的设备有智能仪器仪表、微型计算机、打印机和绘图仪等。

(2) 讲者方式：向数据总线上发送数据，一个系统的多个讲者在每一时刻只能有一个讲者在工作。具有这种功能的设备有磁带机、磁盘驱动器、微机和智能仪器仪表等。

(3) 控者方式：控制其他设备，如对其他设备寻址或允许讲者使用总线。每一时刻系统中的多个控者只能有一个起作用。

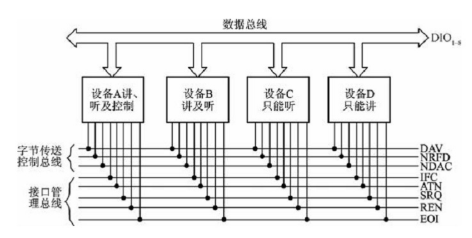


图 3.37 具有 GPIB 标准接口总线的自动测试系统

表 3-4 列出了 IEEE-488 和 IEC-625 总线标准中各引线的含义，通过比较可以发现，它们除了线芯数差 1 个及排列编号略有不同之外，其他都一样，这种差异仅导致机械连接的不一致，并不会引起功能不同。

表 3-4 IEEE-488 标准和 IEC-625 标准

IEEE-488 标准				IEC-625 标准			
引脚	符号	引脚	符号	引脚	符号	引脚	符号
1	DIO1	13	DIO_5	1	DIO_1	14	DIO_5
2	DIO_2	14	DIO_6	2	DIO_2	15	DIO_6
3	DIO_3	15	DIO_7	3	DIO_3	16	DIO_7
4	DIO_4	16	DIO_8	4	DIO_4	17	DIO_8
5	EIO	17	REN	5	REN	18	地
6	DAV	18	地	6	EIO	19	地
7	NRFD	19	地	7	DAV	20	地
8	NDAC	20	地	8	NRFD	21	地
9	IFC	21	地	9	NDAC	22	地
10	SRQ	22	地	10	IFC	23	地
11	ATN	23	地	11	SRQ	24	地
12	机壳地	24	地	12	ATN	25	地
				13	机壳地		

1） 数据线（DIO_1～DIO_8）

用于传递接口信息和器件信息，包括数据、地址和命令（听、讲方式的设定及其他控制信号）。可以是多线接口消息，也可以是设备消息。由于这一标准无地址总线，必须用其余两组信号来区分这些信号类型。ATN=1 表示数据线上传送的是接口消息，ATN=0 表示数据线上传送的是设备消息。无论是接口消息还是设备消息均采用 7 位 ASCII 码，第 8 位可作为奇偶校验，或处于任意状态。

2）挂钩线(DAV、NRFD、ADAC)

GPIB 标准采用了三线互锁联络技术，又称三线挂钩技术。三线挂钩技术由下列三条挂钩线来实现。

DAV(Data Valid)数据有效线：该线由控者或讲者的源功能(SH)启动，用来向听者表明 DIO 数据线上的数据现在是否有效。DAV＝1 表示数据线上数据有效，听者可以从数据线上接收这一数据；DAV＝0 表示数据线上数据无效，听者不应从数据线上接收数据。

NRFD(Not Ready For Data)未准备好接收数据信号线：该线由欲接收数据的所有设备的受功能(AH)启动，用来向讲者及控者表明各听者是否已准备就绪。NRFD＝1 表示系统中至少还有一台听者还没准备就绪，NRFD＝0 表示系统中所有听者皆已准备就绪。

NDAC(Not Data Accepted)未接收到数据信号线：该线由接收数据设备的受功能(AH)启动。用来向讲者和控者表示系统各听者是否都已把数据接收下来。NDAC＝1 表示系统中至少还有一个听者尚未把数据接收下来，NDAC＝0 表示各听者均已完成数据接收。

3）接口管理线(ATN、IEC、REN、SRQ、EOI)

ATN(ATteNtion)注意线：控者使用的专用线，用以标明数据线 DIO 上消息的类型。ATN＝1 表示控者利用数据线发出的是多线接口消息，如通令、指令、地址消息等；ATN＝0 表示当前的讲者正在使用数据线发设备消息，如程控命令、测量数据、状态字节等。

IFC(InterFace Clear)接口清除线：此线由系统控者使用。自动测试系统中一些设备的地位变化，有时充当讲者，有时充当听者，有时处于空闲态。当系统控者发出 IFC＝1(只要持续 100μs)消息，则各设备皆回到已知的初始态。而 IFC＝0 时，各设备接口功能不受影响，仍按各自状态运行。

在测试开始、测试结束及系统重新组态时，应使用 IFC＝1 来使其返回初始态。

REN(Remote Enable)远地使能线：可程控仪器有本地与远地两种工作方式，系统控者利用 REN 来设定它们的工作方式。REN＝1 表示系统控者发出远控命令，所有挂接在总线上的设备均有可能被设定为远地方式。此时，只要控者发出该设备的讲(或听)地址，寻址该设备，则它就被设定为远地方式，接受系统控者的控制，使手动方式失效。REN＝0 则表示各设备脱离 GPIB，进入本地方式，受面板手动控制。

SRQ(Service ReQuest)服务请求线：该线由系统中配备有 SR 功能的设备所共用。该线类似于微机系统中的中断请求线。各设备的服务请求经线或后，形成 SRQ 线向控者提出服务请求。SRQ＝1 表示至少有一台设备提出服务请求，请求控者中断当前事务，经查询确定是哪一台设备请求服务，然后转去服务。SRQ＝0 则表示系统中没有设备提出服务请求。SRQ＝1 为主动消息，而 SQR＝0 为被动消息。

EOI(End Or Identify)结束或识别线：该线有两个作用，在系统控者发布并行点名识别消息(IDY)或者在讲者发布数据发送已结束(END)消息时使用。但 EOI 线与 ATN 线必须一起使用，才能发布 IDY 消息与 END 消息。

EOI＝1 且 ATN＝0，表示讲者已发送去最后一个字节，这是 END 结束消息。

EOI＝1 且 ATN＝1，表示控者发布并行点名识别消息 IDY。这时控者以并行方式进行查询，各有关设备收到 IDY 消息后，给予响应，以便控者识别出是哪一台或哪几台设备发出服务请求。

EOI＝0 表示既非结束也非识别。

2. GPIB 三线挂钩技术

GPIB 系统采用广播式通信。讲者必须先知道是否所有的听者已准备好接收数据。只有在都准备就绪的条件下，讲者才被允许把要广播的数据放置到数据线上去。讲者向所有听者宣布数据线上数据有效。听者在得知数据线上数据有效后才允许从数据线上接收数据。接收完毕后，还应当通知讲者，只有当讲者得知所有听者都已接收完毕，方可从数据线上把数据撤除。

系统中的每一设备按三种基本方式(听者方式、讲者方式、控者方式)之一进行工作。系统内部每传送一个字节信息都有一次三线联络的过程，如图 3.38 所示。

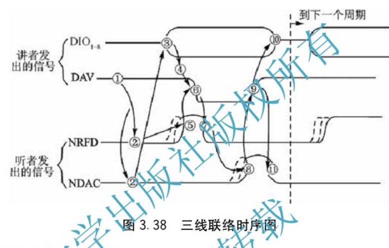


图 3.38 三线联络时序图

每个字节传送皆按上述过程进行。

NRFD 是由听者送向讲者，它是由各听者的 RFD(即准备就绪)经线与后形成，因此只要有一个听者还未准备就绪(RFD＝0)，则 NRFD＝1。

DAV 是由讲者送给听者的数据有效线。当数据线上数据有效，则讲者使 DAV＝1。从数据线上撤除数据后，讲者使 DAV＝0。

NDAC 也是由听者送向讲者的一条线，它由各听者 DAC(即数据接收完毕)经线与后形成。当所有听者皆接收完毕，则 NDAC＝0，只要还有一个听者没有接收完毕，则 NDAC＝1。

DAV、NRFD、NDAC 三线不仅用来进行通信联络，它们之间还存在着互锁关系。图 3.39 分别表示了讲者工作过程与听者的工作过程。从图中可以看出其互锁关系，如在讲者工作过程中，若 NRFD≠0，则 DAV 不会为 1，因而根本谈不上 DAC＝0，当然 NDAC 也不会为 0。听者工作过程这种互锁关系也是一样的。

3. 采用 GPIB 的数据采集系统

图 3.40 所示为采用 GPIB 的数据采集系统运行示意图。数百个压力传感器接到被测试火箭的各个测试点上，扫描器将采集到的原始数据陆续送往电桥，将电桥输出的模拟量、数字电压表输出的数字量送给打印机记录下来，计算机作为整个系统的“控者”。数据采集系统按以下顺序工作：

(1) 计算机作为控者先用 IFC 清除接口，系统可开始工作。

(2) 控者发出命令使所有装置处于初始状态。

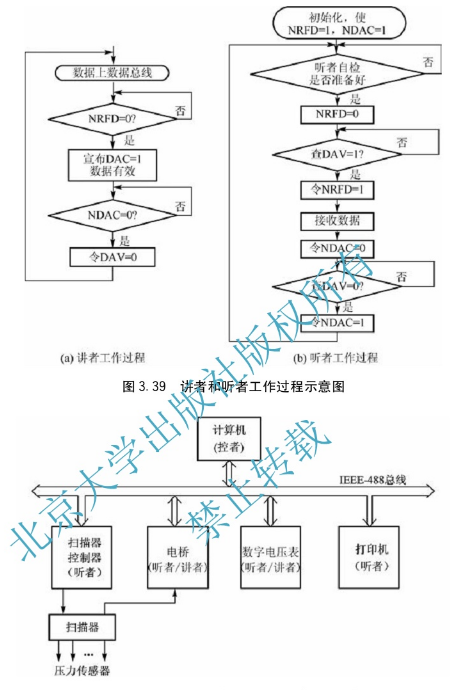


图 3.39 讲者和听者工作过程示意图

图 3.40 采用GPIB的数据采集系统运行示意图

(3) 控者发出扫描器的听地址，对其做听寻址。扫描器接受寻址后成为听者，控者接着发送数据选择一个指定的传感器。

(4) 控者发出一个“停听”命令，接着再发出电桥的听地址对其寻址。当电桥成为听者后，就接收由选定传感器送来的数据。

(5) 控者再发一个“停听”命令，接着发出电桥的讲地址、数字电压表的听地址，使数字电压表成为听者，电桥成为讲者，于是数字电压表便读取电桥送来的测量数据。

(6) 控者再发一个“停听”命令，接着再发出自己的听地址，使计算机成为“听者”，接着再发数字电压表的讲地址，这里自动取消电桥的讲者资格，数字电压表成为讲者。

(7) 当数字电压表完成测量后，它就将测量结果送计算机。

(8) 计算机处理完送来的数据，再作为控者清除接口，并发出打印机听地址，接着输出处理后的结果。

(9) 打印机打印送来的数据。全部打印完后，控者又可以选下一个压力传感器，开始新的循环。

4. GPIB 接口芯片

在 GPIB 接口的各种实现方法中，以采用 GPIB 接口芯片设计 GPIB 接口效率最高。这也是目前最常用的 GPIB 接口设计方法。GPIB 接口芯片分为如下两种类型：

(1) 必须与微处理器配合使用，经过编程才能形成各种接口功能的芯片。这类芯片又称为“可编程 GPIB 接口芯片”。属于这类接口芯片的主要有 Motorola 公司的 MC-68488，Intel 公司的 8291/8292，Texas Instruments 公司的 TMS-9914，NEC 公司的 μPD7210 等。

(2) 不需要微处理机支持的 GPIB 接口芯片，它的各种接口功能不是依靠软件编程设定，而是由硬件逻辑电路产生。因此，这类芯片又称为“不可编程 GPIB 接口芯片”。属于这类接口芯片的主要有 Fairchild 公司的 96LS488，NPC 公司的 SM8530B，Philips 公司的 HEF4738 等。

这两类 GPIB 接口芯片在使用及特性上有下列差别：

(1) 可编程 GPIB 接口芯片的功能比较强，大多可实现全部 10 种或至少 9 种接口功能；不可编程 GPIB 接口芯片功能相对比较弱，主要实现讲者、听者及与讲听有关的功能。

(2) 可编程 GPIB 接口芯片必须与微处理器配合使用；不可编程 GPIB 接口芯片不需微处理机支持，单独就可充当 GPIB 接口。

(3) 可编程 GPIB 接口芯片的引脚分为两部分，一部分与 IEC-625(IEEE-488)总线适配，另一部分与某一种或几种微处理器适配；不可编程 GPIB 接口芯片的引脚也分为两部分，一部分与 IEC-625(IEEE-488)总线适配，另一部分加适当电路后与可程控仪器适配，而与微处理器不存在适配关系。

(4) 可编程 GPIB 接口芯片的硬件连接比较简单，无论与 IEC-625 总线还是与微处理器都不必加多少硬件电路即可连接；不可编程 GPIB 接口芯片的硬件连接要稍许复杂一些，与 IEC-625 总线的连接比较简单，但是与可程控仪器的连接比较复杂，必须根据可程控仪器的类型，配置不同的硬件电路方可连接。

(5) 可编程 GPIB 接口芯片主要用于设计计算机的 GPIB 接口及微机化仪表的 GPIB 接口，而不可编程 GPIB 接口芯片则主要用于普通可程控仪器配备 GPIB 接口。

3.5 串行总线技术

串行通信是将数据一位一位地传送，它只需要一根数据线，硬件成本低，而且可使用现有的通信通道(如电话)。串行接口一般包括 RS-232/422/485，其技术简单成熟、性能可靠、价格低廉，所要求的软硬件环境或条件都很低，广泛应用于计算机及相关领域，遍及调制解调器(Modem)、串行打印机、各种监控模块、PLC、摄像头云台、数控机床、单片机及相关智能设备，甚至路由器也不例外。

1. 串行通信的工作模式

通过单线传输信息是串行数据通信的基础。数据通常是在两个站(点对点)之间进行传送，按照数据流的方向可分成三种传送模式：单工、半双工、全双工。

1） 单工模式

单工模式的数据传送是单向的。通信双方中，一方固定为发送端，另一方则固定为接收端。信息只能沿一个方向传送，使用一根传输线。

2） 半双工模式

半双工通信使用同一根传输线，既可发送数据又可接收数据，但不能同时发送和接收。在任何时刻只能由其中的一方发送数据，另一方接收数据。因此半双工模式既可以使用一条数据线，也可以使用两条数据线。

3） 全双工模式

全双工数据通信分别由两根可以在两个不同的站点同时发送和接收的传输线进行传送，通信双方都能在同一时刻进行发送和接收操作。在全双工模式中，每一端都有发送器和接收器，有两条传送线，可在交互式应用和远程控制系统中使用，信息传输效率较高。

2. 异步传输与同步传输

串行传输中，数据是一位一位按照到达的顺序依次传输的，每位数据的发送和接收都需要时钟来控制。发送端通过发送时钟确定数据位的开始和结束，接收端需要在适当的时间间隔对数据流进行采样来正确地识别数据。接收端和发送端必须保持步调一致，否则就会使数据传输出现差错。为了解决以上问题，串行传输可采用以下两种方法：异步传输和同步传输。

1） 异步传输

异步传输方式中，字符是数据传输单位。在通信的数据流中，字符间异步，字符内部各位间同步。异步通信方式的“异步”主要体现在字符与字符之间通信没有严格的定时要求。异步传送中，字符可以是连续的、一个个的发送，也可以是不连续的、随机的单独发送。在一个字符格式的停止位之后，立即发送下一个字符的起始位，开始一个新的字符的传输，这称为连续的串行数据发送，即帧与帧之间是连续的。断续的串行数据传送是指在一帧结束之后维持数据线的“空闲”状态，新的起始位可在任何时刻开始；一旦传送开始，组成这个字符的各个数据位将被连续发送，并且每个数据位持续的时间是相等的。接收端根据这个特点与数据发送端保持同步，从而正确地恢复数据。收、发双方则以预先约定的传输速率，在时钟的作用下，传送这个字符中的每一位。

2） 同步传输

在同步传输方式中，比特块以稳定的比特流的形式传输，数据被封装成更大的传输单位，称为帧。每个帧中含有多个字符代码，而且字符代码与字符代码之间没有间隙以及起始位和停止位。和异步传输相比，数据传输单位的加长容易引起时钟漂移。为了保证接收端能够正确地区分数据流中的每个数据位，收发双方必须通过某种方法建立起同步的时钟。可以在发送器和接收器之间提供一条独立的时钟线路，由线路的一端(发送器或者接收器)定期地在每个比特时间中向线路发送一个短脉冲信号，另一端则将这些有规律的脉冲作为时钟。这种技术在短距离传输时表现良好，但在长距离传输中，定时脉冲可能会和

信息信号一样受到破坏，从而出现定时误差。另一种方法是通过采用嵌有时钟信息的数据编码位向接收端提供同步信息。

3.5.1 RS-232C/RS-485 总线

1. RS-232C 接口标准

RS-232C 是美国电子工业协会(Electronic Industry Association，EIA)于 1962 年公布，并于 1969 年修订的串行接口标准，它已经成为国际上通用的标准。1987 年 1 月，RS-232C 经修改后，正式改名为 EIA-232D。由于标准修改得并不多，因此现在很多厂商仍沿用旧的名称。

RS-232C 标准(协议)的全称是 EIA-RS-232C 标准，其中 RS(Recommended Standard)代表推荐标准，232 是标识号，C 代表 RS-232 的最新一次修改(1969 年)，它适合于数据传输速率在 0～20000B/s 范围内的通信。这个标准对串行通信接口的有关问题，如信号电平、信号线功能、电气特性、机械特性等都作了明确规定。

目前 RS-232C 已成为数据终端设备(Data Terminal Equipment，DTE，如计算机)和数据通信设备(Data Communication Equipment，DCE，如调制解调器)的接口标准。RS-232C 是 PC 与通信工业中应用最广泛的一种串行接口。在 IBM-PC 上的 COM1、COM2 接口，就是 RS-232C 接口。

利用 RS-232C 串行通信接口可实现两台 PC 的点对点的通信；通过 RS-232C 接口可与其他外设(如打印机、逻辑分析仪、智能调节仪、PLC 等)近距离串行连接通信；通过 RS-232C 接口连接调制解调器可远距离地与其他计算机通信；将 RS-232C 接口转换为 RS-422 或 RS-485 接口，可实现一台 PC 与多台现场设备之间的通信。

1) RS-232C 接口连接器

由于 RS-232C 并未定义连接器的物理特性，因此，出现了 DB-25 和 DB-9 各种类型的连接器，其引脚的定义也各不相同。现在计算机上一般只提供 DB-9 连接器，称为公头。相应的连接线上的串口连接器也有公头和母头之分，如图 3.41 所示。

作为多功能 I/O 卡或主板上提供的 COM1 和 COM2 两个串行接口的 DB-9 连接器，它只提供异步通信的 9 个信号引脚，如图 3.42 所示，各引脚的信号功能描述见表 3－5。

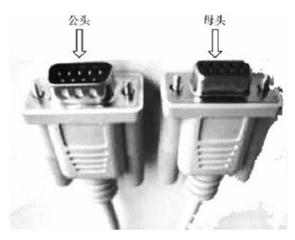


图 3.41 公头与母头串口连接器

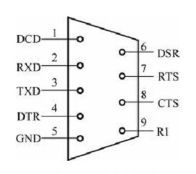


图 3.42 DB-9 串口连接器

表 3-5 串行口的引脚功能

针脚	符号	通信方向	功能
1	DCD	计算机→调制解调器	载波信号检测
2	RXD	计算机←调制解调器	接收数据
3	TXD	计算机→调制解调器	发送数据
4	DTR	计算机→调制解调器	数据终端准备好
5	GND	计算机⇌调制解调器	信号地线
6	DSR	计算机←调制解调器	数据装置准备好
7	RTS	计算机→调制解调器	请求发送
8	CTS	计算机←调制解调器	清除发送
9	RI	计算机←调制解调器	振铃信号指示

RS-232C 的每一引脚都有它的作用，也有它信号流动的方向。原来的 RS-232C 是设计用来连接调制解调器作传输之用的，因此它的引脚意义通常也和调制解调器传输有关。

从功能来看，全部信号线分为三类，即数据线(TXD、RXD)、地线(GND)和联络控制线(DSR、DTR、RI、DCD、RTS、CTS)。各信号线的作用描述如下：

DCD：表示 DCE 已经接收到满足要求的载波信号，已经接通通信链路，告知 DTE 准备接收数据。

RXD：接收 DCE 发送的串行数据。

TXD：将串行数据发送到 DCE。在不发送数据时，TXD 保持逻辑“1”。

DTR：当该信号有效时，表示 DTE 准备发送数据至 DCE，可以使用。

GND：为其他信号线提供参考电位。

DSR：当该信号有效时，表示 DCE 已经与通信的信道接通，可以使用。

RTS：用来表示 DTE 请求向 DCE 发送信号。当 DTE 欲发送数据时，将该信号置为有效，向 DCE 提出发送请求。

CTS：DCE 对 RTS 的响应信号。当 DCE 已经准备好接收 DTE 发送的数据时，将该信号置为有效，通知 DTE 可以通过 TXD 发送数据。

RI：当 Modem(DCE)收到交换台送来的振铃呼叫信号时，该信号被置为有效，通知 DTE 对方已经被呼叫。

控制信号线何时有效，何时无效的顺序，表示了接口信号的传送过程。例如，只有当 DSR 和 DTR 都处于有效(ON)状态时，才能在 DTE 和 DCE 之间进行传送操作。若 DTE 要发送数据，则预先将 DTR 线置成有效(ON)状态，等 CTS 线上收到有效(ON)状态的回答后，才能在 TXD 线上发送串行数据。这种顺序的规定对半双工的通信线路特别有用，因为半双工的通信才能确定 DCE 已由接收方向改为发送方向，这时线路才能开始发送。

可以从表 3-5 了解到硬件线路上的方向。另外值得一提的是，如果从计算机的角度来看这些脚位的通信状况的话，流进计算机端的，可以看作数字输入；而流出计算机端的，则可以看作数字输出。

数字输入与数字输出的关系是什么呢？从工业应用的角度来看，所谓的输入就是用来

“监测”，而输出就是用来“控制”的。

2）RS-232C接口电气特性

EIA-RS-232C对电气特性、逻辑电平和各种信号线功能都做了规定。

在TXD和RXD上：逻辑1为－15～－3V；逻辑0为＋3～＋15V。

在RTS、CTS、DSR、DTR和DCD等控制线上：

信号有效(接通，ON状态，正电压)为＋3～＋15V；

信号无效(断开，OFF状态，负电压)为－15～－3V。

以上规定说明了RS-232C标准对逻辑电平的定义。对于数据(信息码)，逻辑“1”的电平低于－3V，逻辑“0”的电平高于＋3V；对于控制信号，接通状态(ON)即信号有效的电平高于＋3V，断开状态(OFF)即信号无效的电平低于－3V，也就是当传输电平的绝对值大于3V时，电路可以有效地检查出来，介于－3～＋3V之间的电压无意义，低于－15V或高于＋15V的电压也认为无意义，因此，实际工作时，应保证电平在±3～±15V。

3）RS-232C与TTL的电平转换

RS-232C是用正负电压来表示逻辑状态，与TTL以高低电平表示逻辑状态的规定不同，因此，为了能够同计算机接口或终端的TTL器件连接，必须在RS-232C与TTL电路之间进行电平和逻辑关系的变换，实现这种变换的方法可用分立元件，也可用集成电路芯片。目前较为广泛地使用集成电路转换器件，如MC1488、SN75150芯片可完成TTL电平到EIA电平的转换，而MC1489、SN75154可实现EIA电平到TTL电平的转换。

一种简单的TTL电平和RS-232C电平转换电路如图3.43所示。

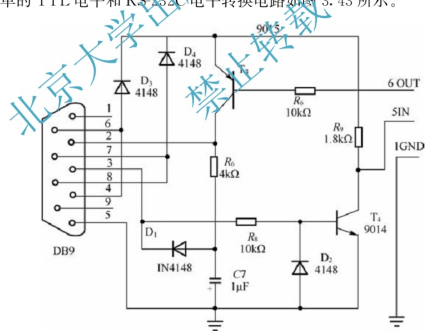


图3.43 TTL电平和RS-232C电平转换电路

工作原理是：C_7电容产生负压，TXD为高电平时T_3截止，由于RXD内部呈高阻态TXD平时为负电平，此电平经过R_7使RXD也为低电平，逻辑值为“1”。TXD为低电平时T_3导通，RXD为高电平，逻辑值为“0”；D_1在TXD为低电平时导通，使电容充电，在TXD为高电平时D_1截止，电容不能放电，能够维持RXD上的低电平。PC发送数据时，TXD空闲时为低电平，为高电平时T_4导通RXD变低，逻辑值为“0”。

现在常用的 RS-232C/TTL 转换芯片是 MAX232。MAX232 内部有电压倍增电路和转换电路，只需＋5V 电源便可完成 TTL 与 EIA 双向电平转换，如图 3.44 所示。

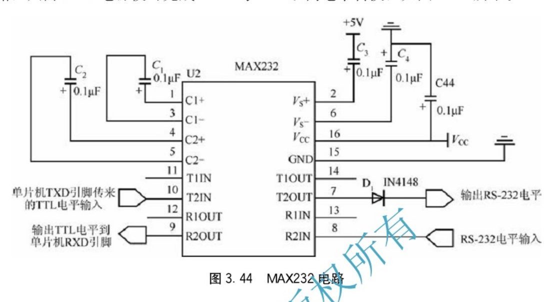
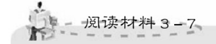


图 3.44 MAX232 电路

2. RS-485 串口通信标准

RS-422 由 RS-232 发展而来，它是为弥补 RS-232 不足而提出的。为改进 RS-232 抗干扰能力差、通信距离短、速率低的缺点，RS-422 定义了一种平衡通信接口，将传输速率提高到 10Mbit/s，传输距离延长到 4000ft（1ft＝0.3048m，速率低于 100kbit/s 时），并允许在一条平衡总线上连接最多 10 个接收器。RS-422 是一种单机发送、多机接收的单向、平衡传输规范，被命名为 TIA/EIA-422-A 标准。为扩展应用范围，EIA 又于 1983 年在 RS-422 基础上制定了 RS-485 标准，增加了多点、双向通信能力，即允许多个发送器连接到同一条总线上，同时增加了发送器的驱动能力和冲突保护特性，扩展了总线共模范围，后命名为 TIA/EIA-485-A 标准。由于 EIA 提出的建议标准都是以“RS”作为前缀，所以在通信工业领域，仍然习惯将上述标准以 RS 作前缀称谓。



Intersil 业内首款 1.8V RS-485 收发器问市

全球高性能模拟混合信号半导体设计和制造领导厂商 Intersil 公司日前宣布，推出业内首款可在低至 1.8V 电源电压下工作的 RS-485 收发器——ISL3260x 系列。该系列的推出，降低了设计者对 3.3V 或 5V 电源的依赖程度。

Intersil 的 ISL32600E、ISL32601E、ISL32602E 和 ISL32603E，是为了带噪声抑制的数据通信应用而设计的微功率 RS-485 收发器产品。ISL32602E 和 ISL32603E 的工作电源电压范围为 1.8～3.6V，在 1.8V 时只消耗 105μA 电流，关断时电流消耗为 10nA 超低水平，有助于延长远程供电节点的电池续航时间。所有版本均提供±15kV IEC61000 ESD 保护，可在温度高达 125℃的恶劣环境中工作。

ISL32600E 和 ISL32601E 的工作电压 $V_{CC}\geqslant 2.7V$，在发射器和接收器同时启用时电源电流为 80μA。

低电压和低静态电流需求，使 ISL3620x 产品系列非常适用于流量计或安防领域等应用，这些应用要求电压和功耗都必须为最低，特别是在应用本身必须保证安全的情况下。另外，这些产品也可用于过程控制网络、安防摄像头网络或楼宇环境控制系统的设计。

资料来源：http：//www.eet-china.com/ART_8800671828_617687_NP_b09d482b.HTM.

RS-232、RS-422 与 RS-485 标准只对接口的电气特性做出规定，而不涉及接插件、电缆或协议，在此基础上用户可以建立自己的高层通信协议。有关电气参数见表 3-6。

表 3-6　RS-232、RS-422、RS-485 电气参数比较

项　　目	RS-232	RS-422	RS-485
工作方式	单端	差分	差分
节点数	1 收 1 发	1 发 10 收	1 发 32 收
最大传输电缆长度/ft	50	400	400
最大传输速率	20kbit/s	10Mbit/s	10Mbit/s
最大驱动输出电压/V	±25	−0.25～+6	−7～+12
驱动器输出信号电平(负载最小值)/V	±5～±15	±2.0	±1.5
驱动器输出信号电平(空载最大值)/V	±25	±6	±6
驱动器负载阻抗/kΩ	3～7	100	54
接收器输入电压范围/V	±15	−10～+10	−7～+12
接收器输入门限	±3V	±200mV	±200mV
接收器输入电阻/kΩ	3～7	4(最小)	≥12
驱动器共模电压/V	—	−3～+3	−1～+3
接收器共模电压/V	—	−7～+7	−7～+12

由于 RS-485 是从 RS-422 基础上发展而来的，所以 RS-485 许多电气规定与 RS-422 相仿。例如，都采用平衡传输方式，都需要在传输线上接终端匹配电阻等。RS-485 可以采用二线与四线方式，二线制可实现真正的多点双向通信。

其主要特点有：

(1) RS-485 的电气特性：逻辑“1”以两线间的电压差为+2～+6V 表示；逻辑“0”以两线间的电压差为−2～−6V 表示。接口信号电平比 RS-232C 降低了，就不易损坏接口电路的芯片，且该电平与 TTL 电平兼容，可方便与 TTL 电路连接。

(2) RS-485 的数据最高传输速率为 10Mbit/s。因为 RS-485 接口组成的半双工网络，一般只需两根连线，所以 RS-485 接口均采用屏蔽双绞线传输。

(3) RS-485 接口是采用平衡驱动器和差分接收器的组合，抗共模干扰能力增强，即抗噪声干扰性好，抗干扰性能大大高于 RS-232 接口，因而通信距离远，RS-485 接口的最

大传输距离大约为1200m，实际上可达3000m。

（4）RS-485需要两个终端电阻，其阻值要求等于传输电缆的特性阻抗。在短距离传输时(300m以下)可不需终端电阻。终端电阻接在传输总线的两端。

（5）RS-485接口在总线上是允许连接多达128个收发器，即具有多站能力和多机通信功能，这样用户可以利用单一的RS-485接口方便地建立起半双工通信网络。

RS-485协议可以看作是RS-232协议的替代标准，与传统的RS-232协议相比，其在通信速率、传输距离、多机连接等方面均有了非常大的提高，这也是工业系统中使用RS-485总线的主要原因。由于RS-485总线是RS-232总线的改良标准，所以在软件设计上它与RS-232总线基本上一致，如果不使用RS-485接口芯片提供的接收器、发送器选通的功能，为RS-232总线系统设计的软件部分完全可以不加修改直接应用到RS-485网络中。RS-485总线工业应用成熟，而且大量的已有工业设备均提供RS-485接口，因而时至今日，RS-485总线仍在工业应用中具有十分重要的地位。

RS-485接口可连接成半双工和全双工两种通信方式。常见的半双工通信芯片有MAX481、MAX483、MAX485、MAX487等，全双工通信芯片有MAX488、MAX489、MAX490、MAX491等。

下面以MAX485为例来介绍RS-485串行接口的应用。MAX485的封装有DIP、SO和uMAX三种，其中DIP封装的引脚如图3.45所示。

引脚的功能如下：

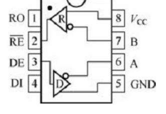


图3.45　MAX485芯片的DIP封装引脚图

RO：接收器输出端。若A比B大200mV，RO为高；反之为低电平。

RE：接收器输出使能端。RE为低时，RO有效；RE为高时，RO呈高阻状态。

DE：驱动器输出使能端。若DE=1，驱动器输出A和B有效；若DE=0，则它们呈高阻态。若驱动器输出有效，器件作为线驱动器用，反之作为线接收器用。

DI：驱动器输入端。若DI=0，则A=0，B=1；若DI=1，则A=1，B=0。

GND：接地。

A：同相接收器输入和同相驱动器输出。

B：反相接收器输入和反相驱动器输出。

V_{CC}：电源端，一般接+5V。

MAX485典型的工作电路如图3.46所示，其中平衡电阻R通常取100～300Ω。MAX485的收发功能见表3-7。

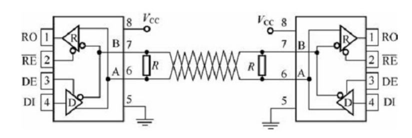


图3.46　MAX485典型的工作电路

表 3-7　MAX485 的收发功能

发送					接收			
输入			输出		输入			输出
$\overline{RE}$	DE	DI	A	B	$\overline{RE}$	DE	A-B	RO
X	1	1	1	0	0	0	>+0.2V	1
X	1	0	0	1	0	0	<+0.2V	0
0	0	X	Z	Z	0	0	输入开路	1
1	0	X	Z	Z	1	0	X	Z

单片机 AT89C51 与 MAX485 的接口电路如图 3.47 所示。P1.7 用来控制 MAX485 的接收或发送。

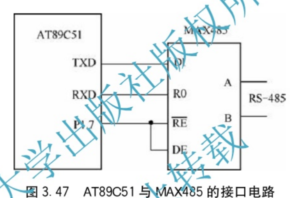


图 3.47　AT89C51 与 MAX485 的接口电路

3.5.2　USB

USB(Universal Serial Bus)是一种新型的外围设备接口标准，其基本思路是采用通用连接器和自动配置及热插拔技术和相应的软件，实现资源共享和外围设备的简单快速连接。USB 串行总线是一种电缆总线，其支持在主机和各式各样的即插即用的外围设备之间进行数据传输。由主机预定的标准的协议使各种设备分享 USB 带宽，当其他设备和主机在运行时，总线允许添加、设置、使用以及拆除外设。USB 和 IEEE 1394 的出现，解决了目前微机系统中，外围设备与 CPU 连接因为接口标准互不兼容而无法共享所带来的安装与配置困难的问题。USB 是以 Intel 公司为主，与 Compaq、IBM、DEC 以及 NEC 等公司共同开发的，1996 年公布了 USB1.0 版本，目前的最新版本是 USB3.0。由于微软在 Windows 98 和 Windows 2000 中内置了 USB 接口模块，加上 USB 设备日益增多，因此使 USB 成为目前流行的外设接口。

1. USB 的功能特点

USB 减轻了各个设备对目前 PC 中所有标准端口的需求，因而降低了硬件的复杂性和对端口的占用。整个 USB 系统只有一个端口，使用一个中断，节省了系统资源。

USB 支持热插拔。提供机箱外的热插拔连接，连接外设不必再打开机箱，也不必关闭主机电源。这个特点为用户提供了很大的方便。

USB 支持即插即用。当插入 USB 设备时，计算机系统检测该外设，并且自动加载相应驱动程序，对该设备进行配置，使其正常工作。

USB 在设备供电方面提供了灵活性，USB 接口不仅可以通过电缆为连接到 USB 集线器或主机的设备供电，而且可以通过电池或其他电力设备为其供电，或使用两种供电方式的组合，并且支持节约能源的挂机和唤醒模式。

USB 提供全速 12Mbit/s、低速 1.5Mbit/s 和高速 480Mbit/s 三种速率来适应各种不同类型的外围设备。

USB 采用“级联”方式连接各个外围设备。每个 USB 设备用一个 USB 插头连接到前一个外设的 USB 插座上，而其本身又提供一个 USB 插座，供下一个 USB 外设连接用。通过这种类似菊花链式的连接，一个 USB 控制器可以连接多达 127 个外设，而两个外设间的距离(线缆长度)可达 5m。

USB 系统拓扑结构如图 3.48 所示。

图 3.48 USB 系统拓扑结构

2. USB 设备

USB 设备有集线器和功能部件两类。在 USB 系统中，集线器也是一种设备，即集线器设备。集线器可内置于某个设备中，这种集线器被看成设备的一种功能。集线器简化了 USB 互连的复杂性。集线器串联在集线器上，可让不同性质的更多设备连在 USB 接口上，其连接点称为端口，每个集线器的上行端口向主机方向进行连接，下行端口允许连接其他集线器或功能部件。集线器可检测每个下行端口设备的安装或拆卸，并可为下行端口的设备分配资源。每个下行端口可分辨出连接的是高速设备还是低速设备。在设备与设备之间是无法实现直接通信的，只有通过主机的管理和调节，才能实现数据的传送。

当设备被连接、编号后，该设备就拥有一个唯一的 USB 地址。设备就是通过该 USB 地址被操作的，每一个 USB 设备通过一个或多个通道与主机通信。所有 USB 设备必须在零号端口上有一指定的通道，每个 USB 设备的 USB 控制通道将与之相连。通过此控制通道，所有的 USB 设备都列入一个共同的准入机制，以获得控制操作的信息。



瑞萨第二代 USB 3.0-SATA3 桥接芯片问市

全球领先的半导体解决方案供应商瑞萨电子株式会社日前宣布，其最新的 SuperSpeed 通用串行总线(USB 3.0)现可用于串行 ATA(SATA)第 3 版桥接 SoC(片上系统，零件编号 μPD720231)，从而可大幅减少所用物料总量。μPD720231 使 USB 3.0 主机系统与目前广泛采用的外部 USB 硬盘驱动器和固态硬盘(SSD)上所使用的 SATA 设备之间的数据传输速度能够达到数千兆比特/秒(Gbit/s)。

USB 3.0 技术的数据传输性能相比常用的 USB 2.0 外围接口高出十倍以上。随着对媒体存储容量和数据传输速度的要求不断提高，μPD720231 为改进外部 USB 存储用户体验打下了坚实的基础。

资料来源：http：//www.eet-china.com/ART_8800682974_865371_NP_97be1c1c.HTM.

3. USB 电气特性

USB 传送信号和电源是通过一种四线的电缆。USB 1.0 提供了两种速率：低速数据发送率为 1.5Mbit/s，全速数据发送率通常为 12Mbis/s，这意味着 USB 全速的数据传输速度比普通的串口快了 100 倍，比普通的并口也快 10 多倍。USB 2.0 在 USB 1.0 的基础上增加了另一种数据传输速率：高速 480Mbit/s。因为过多低速模式的使用将降低总线利用率，所以该模式只支持少量设备。USB 电缆中包括 Vbus 和 GND 两条电源线，用来向设备提供电源。Vbus 的电压为＋5V。为了保证足够的输入电压和终端阻抗，重要的设备终端应位于电缆尾部，每个端口都可以检测终端是否连接或分离，并区分出高速或低速设备。电缆中还有两条互相缠绕的数据线。所有设备都有一个上行和下行的连接，上行连接器和下行连接器不可互换，因而避免了集线器间非法的、循环往复的连接。USB 电缆如图 3.49 所示。

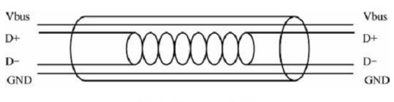


图 3.49 USB 电缆

USB 电源主要包括电源分配和电源管理两个方面的内容。电源分配是指 USB 如何分配计算机所提供的能源。需要主机提供电源的设备称为总线供能设备，如键盘、鼠标等。而一些 USB 设备可能自带电源，该类设备称为自供能设备。USB 主机有与 USB 设备互相独立的电源管理系统，系统软件可以与主机的电源管理系统结合，共同处理各种电源事件，如挂起、唤醒等。每个设备可以从总线上获得 100mA 的电流，如果有特殊情况可向系统申请，最多可以获得 500mA 的电流。

根据 USB 规范，USB 传输速率可达 12Mbit/s，除了可以与键盘、鼠标、调制解调器等常见设备连接外，还可以与 ISDN、电话系统、数字音响、打印机、扫描仪等低速设备

连接。尽管USB被设计成为也可以连接数字相机一类的较高速外设，但由于USB总线技术推出太迟，IEEE 1394接口总线已经在数码照相机、数码摄像机及视频播放等高速、高带宽领域(100Mbps或以上)取得了应用。

4. USB电路

USB接口电路的原理如图3.50所示。

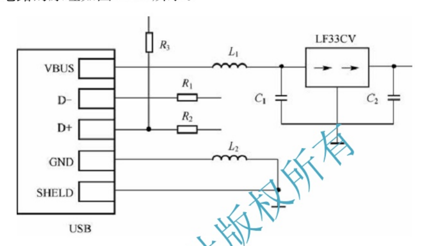


图3.50 USB接口电路的原理

R_3是上拉电阻，它可使USB口的D+端上拉到主机，表示USB主机系统是高速设备，同时该上拉电阻告诉主机有USB设备插入。该上拉电阻的设置对适配器的影响很大，它的负载值和D+的总长决定D+总线电压上升到5V的速度。经过实验测试选择R_3的阻值为27×(1±10%)Ω。R_1、R_2为USB数据线保护电阻。L_1、L_2具有禁止高频干扰并且减弱EMI辐射的功能。LF33CV为3.3V电压稳压器，与C_1、C_2组成强上拉部分，给EEPROM或温度传感器等器件提供额外的电源。

3.5.3 I²C总线

I²C(Inter Integrated Circuit)总线是一种由Philips公司开发的两线式串行总线，用于连接微控制器及其外围设备。I²C总线产生于20世纪80年代，最初为音频和视频设备开发，如今主要在服务器管理中使用，其中包括单个组件状态的通信。例如，管理员可对各个组件进行查询，以管理系统的配置或掌握组件的功能状态，如电源和系统风扇，可随时监控内存、硬盘、网络、系统温度等多个参数，增加了系统的安全性，方便了管理。

阅读材料3－9

NXP推出新型I²C总线控制器，支持超快速模式规格

恩智浦半导体(NXP Semiconductors N. V.)近日推出业界首款高性能I²C总线控制器，该控制器可以同时支持快速模式Plus (Fm+)和全新的超快速模式(UFm)规格，新规格的发送数据传输速率最高可达5Mbit/s。PCx966x系列产品为每个通道提供4.25KB的超大数据缓存，可以大幅减少主机处理器的中断，并专门针对重复性、数据密集型LED控制器和步进电动机(如游戏行业)应用中的高效I²C设计而优化。



I^2C 总线是恩智浦(前身为飞利浦半导体)在 30 多年前发明的，其用一种基于简单双线格式的直观且强大的串行结构取代了复杂的并行接口，为芯片到芯片通信带来了革命性的变化。I^2C 总线继续广泛用于计算和企业设备中的系统管理和控制，以及便携式和消费应用之中，因为它可以减少 IC 占用空间，从而降低系统成本。全新超快速模式(UFm)的工作速率最高为 5MHz，是一种单向推挽式串行总线，非常适合驱动不需要反馈的 LED 控制器和其他设备。凭借最新的 UFm 和 Fm＋总线控制器，恩智浦改进了对大型复杂数据传输的管理，提高了抗电击能力，从而极大地增强了日本弹球盘、老虎机等游戏系统的 I^2C 性能。

资料来源：http：//www.eet-china.com/ART_8800666368_865371_NP_a0c4e1bd.HTM.

1. I^2C 总线概述

I^2C 总线规范是为满足 8 位微控制器的复杂设计标准而设计的。尽管 I^2C 总线没有并行总线的数据吞吐能力，但它们只要很少的配线和 IC 连接引脚。同时，I^2C 总线规范要求系统不仅仅是互连的线，还包含系统通信的所有格式和过程。利用 I^2C 总线协议进行通信的器件间必须有某种特殊形式的协议，避免所有混乱数据丢失和妨碍信息的可能性，所驱动的快速器件必须可以和慢速器件通信。基于 I^2C 总线协议的设计系统必须不能基于所连接的器件，否则不可能进行修改或改进，必要时可设计一个过程决定哪些器件何时可以控制总线，而且如果有不同时钟速度的器件连接到总线，则必须定义总线的时钟源。

I^2C 总线支持任何 IC 生产过程(NMOS、CMOS 双极性)。有两根信号线，即串行数据(SDA)和串行时钟(SCL)线，在连接到总线的器件间传递信息，每个器件都有一个唯一的地址识别(无论是微控制器、LCD 驱动器、存储器或键盘接口)，而且都可以作为一个发送器或接收器(由器件的功能决定)，主机是初始化总线的数据传输并产生允许传输的时钟信号的器件，此时任何被寻址的器件都被认为是从机。I^2C 总线是一种多主机的总线，可以连接多于一个的能控制总线的器件在总线上，其总线的常用术语见表 3-8。

表 3-8　I^2C 总线术语

术语	功能描述
主机	初始化 I^2C 设备发送、产生时钟信号和停止发送的器件
从机	被主机驱动和寻址的器件
多主机	同时有多于一个主机分时控制总线，但互不破坏各自数据
发送器	发送数据到总线的器件
接收器	从总线接收数据的器件
仲裁	多主机系统中，只允许一个控制总线，保证数据不被损坏的过程
同步	两个或多个器件同步时钟信号的过程

I^2C串行总线一般有两根信号线，一根是双向的数据线SDA，另一根是时钟线SCL，典型的I^2C总线结构如图3.51所示。I^2C总线是芯片间串行传输总线，它是全双工双向数据传输线，核心是主控CPU，被控器的SDA、SCL要相应地接到I^2C总线的SDA、SCL上，可以方便地构成多机系统和外围器件扩展系统。I^2C总线采用了器件地址的硬件设置方法，从而使硬件系统具有简单而灵活的扩展方法。

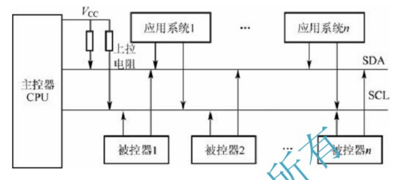


图3.51 I^2C总线系统的基本结构

2. I^2C串行总线的组成及工作原理

I^2C串行总线的SDA和SCL是双向的，带有I^2C总线接口器件的输出端为漏极开路，所以SDA、SCL要通过上拉电阻接到电源V_{CC}上。当总线空闲时，两条线均为高电平。由于连接到总线上的器件的输出级必须是漏极或集电极开路的，只要有一个器件任意期间输出端是低电平，都将使总线上的信号变低，即器件的SDA和SCL都是“线与”的关系，SCL线上的时钟信号对SDA线上的器件间的数据传输起同步控制作用。SDA线上的数据起始、终止及数据的有效性均要根据SCL线上的时钟信号来判断。

I^2C总线上数据的传输速率在标准模式下可达100KB/s，在快速模式下可达400KB/s，在高速模式下可达3.4MB/s，低速模式下可达400kbit/s。总线上扩展的器件数量不是由电流负载决定的，而是由电容负载决定的。I^2C总线上每个器件的接口都有一定的等效电容，连接的器件越多，电容值越大，这会造成信号传输的延迟。总线上允许的器件数以总线上的电容量不超过400pF为限，通过驱动扩展可达4000pF，据此可计算出总线长度及连接器件的数量。每个连接到I^2C总线上的器件都有一个唯一的地址，扩展器件时I^2C总线应用系统允许多个主器件，为避免混乱，某一时刻究竟哪一台主器件来控制总线要通过总线仲裁决定。当然，在单片机应用系统的串行总线扩展中，经常遇到的是以单片机为主器件，其他外围接口器件为从器件的单主件情况。

3. I^2C总线传输时序

由于连接到I^2C总线的器件有不同种类的工艺(CMOS、NMOS、双极性)，因此逻辑“0”和“1”的电平不是固定的，它由V_{DD}的相关电平决定。每传输一个数据位就产生一个时钟脉冲，并且SDA线上的数据必须在时钟的高电平周期保持稳定，数据线的高或低电平状态只有在SCL线的时钟信号是低电平时才能改变，如图3.52所示。

为保证数据能够无误差地传输，I^2C总线在传送数据过程中共有三种类型信号，分别是开始信号、结束信号和应答信号。

开始信号：SCL为高电平时，SDA由高电平向低电平跳变，开始传送数据。

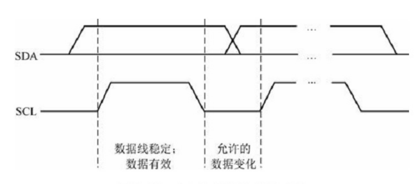


图 3.52 I²C 总线的位传输时序

结束信号：SCL 为低电平时，SDA 由低电平向高电平跳变，结束传送数据，时序如图 3.53 所示。

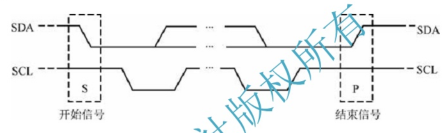


图 3.53 I²C 总线的起始与停止时序

I²C 总线必须严格以字节方式进行操作，即发送到 SDA 线上的每个字节应为 8 位，每次传输可以发送的字节数量不受限制，每个字节后必须跟一个响应位。首先传输的是数据的最高位 MSB，如果从机要完成一些其他功能后(如一个内部中断服务程序)才能接收或发送下一个完整的数据字节，可以使时钟线 SCL 保持低电平，迫使主机进入等待状态，当从机准备好接收下一个数据字节并释放时钟线 SCL 后，数据传输继续。在一些情况下可以用与 I²C 总线格式不一样的格式(如兼容 CANBUS)的器件，甚至在传输一个字节时用这样的地址起始的报文可以通过产生停止条件来终止，此时不会产生影响。

4. 利用 AT89C51 单片机扩展 I²C 总线

目前很多芯片带有 I²C 总线接口，如单片机、各种存储器、A/D 转换器、D/A 转换器、LED 及 LCD 驱动器、日历/时钟电路等。I²C 总线系统中的主器件通常由单片机来担任，它可以具有 I²C 总线接口，也可以不带 I²C 总线接口。从器件必须带有 I²C 总线接口。对于 AT89C51 单片机，没有配置 I²C 总线接口，这时可以利用其并行 I/O 口线模拟 I²C 总线接口的时序，使 AT89C51 单片机不受没带 I²C 总线接口的限制。因此，在许多单片机应用系统中，将 I²C 总线的模拟传达技术作为常规的设计方法。

AT89C51 单片机的 I²C 总线扩展的硬件接口设计如图 3.54 所示。图中 AT24C02 为 EEPROM 芯片，RCF8570 为静态 256KB RAM，PCF8574 为 8 位 I/O 口，SAA1064 为 4 位 LED 驱动器。虽然各种器件的原理和功能有很大的差异，但它们与 AT89C51 单片机的连接是相同的。在此基础上利用软件来实现 I²C 总线上的信号模拟，从而实现芯片间数据传输。

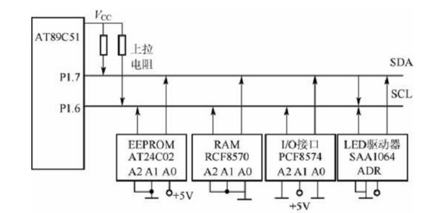


图 3.54 AT89C51 单片机 I^2C 总线接口器件的扩展电路

习 题

3-1 为什么常见的小型测控系统大多采用单片机?

3-2 主机从 A/D 转换器读取转换结果有哪些方式? 它们在硬件和软件上有什么区别?

3-3 LED 显示接口与 LCD 显示接口有哪些相同点和不同点? 试举例说明。

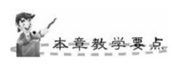
3-4 LED 静态显示和动态显示在硬件和软件上有哪些主要区别?

3-5 试设计一个用 8155 构成 4×4 键盘和 4 位 LED 显示的键盘/显示器接口电路，并编写判断键号程序。

3-6 试述 RS-232C 串行通信标准的数据传送格式和电气特性。

3-7 RS-232C 标准的接口信号有哪几类? 说明常用的几根信号线的作用。

第4章 微机测控系统中的软件



知识要点	掌握程度	相关知识
微机操作系统	了解操作系统的功能和分类； 了解通用操作、实时操作系统的主要应用； 了解嵌入式操作系统的发展方向	通用操作系统的特点； 实时操作系统的分类； 嵌入式操作系统的特点
程序设计的一般技术	掌握程序设计过程； 理解模块化与机构化程序设计方法及思想； 掌握面向对象的程序设计	应用软件设计流程； 三种程序设计方法的特点与区别，以及应用场合
监控程序设计	熟悉监控程序的功能和组成； 掌握中断和子程序管理方法； 了解硬件故障自检	中断的特点及应用； 硬件故障自检的方法与特点

在一个计算机测控系统中，除了硬件(计算机、传感器、执行机构等)外，软件也是一个非常重要的部分。计算机测控系统软件主要包括系统软件与应用软件。其中，系统软件包括计算机操作系统(DOS、Windows 等)、各种高级语言和数据库系统等。这些软件一般由专业厂商以产品形式向用户提供。

导入案例

中国自主 Ubuntu 麒麟操作系统会是小打小闹吗?

中国工信部(MII)宣布选择英国软件公司 Canonical 的 Ubuntu 操作系统，作为中国国家标准操作系统的基础架构。

Canonical 正与中国软件与集成电路促进中心(CSIP)、长沙国防科学技术大学(NUDT)联手，在北京成立 CNN 开放源码创新联合实验室，共同打造出针对中国市场的“Ubuntu 麒麟”(Ubuntu Kylin)作系统架构。预计第一个版本将在 2013 年 4 月与 Ubuntu 13.04 版本同步推出。

Canonical 表示，CSIP 选择 Ubuntu 是希望能提供一款弹性、开放且获广泛使用的标准操作系统。

CNN 开放源码创新实验室汇聚了三方组织的工程师们，共同致力于打造针对个人设备与数据中心的中国版 Ubuntu 操作系统。这一次中国政府与 Canonical 的合作为中国政府五年发展计划中的一部分。Ubuntu 和 Canonical 创始人 Mark Shuttleworth 说，Ubuntu Kylin 的发布将让中国开源社区融入全球 Ubuntu 社区。

未来将会从桌面拓展到其他平台，包括云端、服务器、平板机、智能手机。除了语言上的本地化，麒麟版 Ubuntu 还会加入大量专门针对中国设计的功能特性，首发的 13.04 版本将支持中文输入法(fctix 加云拼音)、农历，还有新的天气插件，用户也可以通过 Dash 快速搜索中国的音乐服务。

未来版本将会整合更多的中国元素，如百度地图、淘宝购物、中国银行支付、实时火车与飞机票信息与购买等等。

资料来源：http://www.eet-china.com/ART_8800683184_617693_NT_c7dff153.HTM.

4.1 微机操作系统

打开计算机，启动成功后，首先看到的就是操作系统的界面，用户所做的一切的工作都是在操作系统之上来完成的。为什么鼠标的拖曳或者键入一些命令就能完成对文件、磁盘、各种软硬件资源的管理和使用？因为有了操作系统的支撑，用户才能方便地使用计算机。

4.1.1 概述

操作系统(Operating System，OS)是管理和控制计算机硬件与软件资源的计算机程

序，是直接运行在“裸机”上的最基本的系统软件，任何其他软件都必须在操作系统的支持下才能运行。操作系统是用户和计算机的接口，同时也是计算机硬件和其他软件的接口。操作系统的功能包括管理计算机系统的硬件、软件及数据资源，控制程序运行，改善人机界面，为其他应用软件提供支持等，使计算机系统所有资源最大限度地发挥作用，提供各种形式的用户界面，提供一个好的工作环境，为其他软件的开发提供必要的服务和相应的接口。

操作系统的主要功能是资源管理、程序控制和人机交互等。计算机系统的资源可分为设备资源和信息资源两大类。设备资源指的是组成计算机的硬件设备，如 CPU、主存储器、磁盘存储器、打印机、磁带存储器、显示器、键盘输入设备和鼠标等。信息资源指的是存放于计算机内的各种数据，如文件、程序库、知识库、系统软件和应用软件等。

操作系统的种类相当多，各种设备安装的操作系统可从简单到复杂，可分为智能卡操作系统、实时操作系统、传感器节点操作系统、嵌入式操作系统、个人计算机操作系统、多处理器操作系统、网络操作系统和大型机操作系统等。

4.1.2 通用操作系统

通用操作系统由分时操作系统发展而来，大部分都支持多用户和多进程，负责管理众多的进程并为它们分配系统资源。现在常用的通用操作系统主要有 Windows 和 UNIX 及 Linux。由于它们用户众多、开发历史早，在操作系统中占据了重要的地位，同时，人们对它们也比较熟悉。为了达到开放性的目的(也有的是为了降低价格)，许多的计算机监控系统也选择通用操作系统。

1. Windows 操作系统

Windows 系列操作系统是当前个人微型计算机中应用最为广泛的一种操作系统，从 1983 年 Microsoft 公司开始研发，至今 Windows 操作系统经历了多年的发展历程，最早推出的 Windows 1.0 和 Windows 2.0 是基于 Intel x86 微处理芯片的。Windows 3.0 运行在 MS-DOS 操作系统之上，采用 DOS 管理文件系统与 DOS 共同管理硬件资源，虽然它不是一个完整的操作系统，但这时 Windows 已经是一个多任务的操作系统。到了 Windows 95 和 Windows 98 它们摆脱了 MS-DOS 的限制，成为真正的操作系统，它们采用了 32 位抢先式多任务/多线程技术，并兼容以前 16 位的应用程序。

1985 年 Microsoft 公司开始研发 Windows NT，直到 1993 年正式推出，是一个 32 位操作系统。Microsoft 公司在进行开发时，就制订了可扩充性、可移植性、可靠性和兼容性的目标。相继推出的版本有 1.0，2.0，3.0，4.0，在 2000 年推出了 Windows 2000，Windows NT 及 Windows 2000 都属于多用户操作系统，支持对称多处理器、多线程、多个可装卸文件系统。Windows NT 引入了“线程”的概念。所谓“线程”是比进程更小的一个单位，它是进程内的一个执行单元和可调度的实体。同一进程中的多个线程是共用一个内存空间的。采用线程的一个好处是，更易于实现并行性。

Windows XP 是一种基于 NT 技术的纯 32 位操作系统，它集成了 Windows 2000 的安全性、可靠性和强大的管理能力，以及 Windows 98/Me 的即插即用功能、简易的用户界面等各种先进的技术，性能更加稳定。事实上 Windows XP 和 Windows 2000 用的是同一 NT 内核的架构，就方便用户使用而言，Windows XP 确实比 Windows 2000 有进步，其

不仅画面异常漂亮，而且确实为初步接触计算机的人提供了很体贴的、人性化的设计，由于 Windows 2000 和 Windows XP 都是 NT 内核的操作系统，所以在稳定性方面相差无几，Windows XP 内置的软件里有三部分很特别，一是防火墙，二是 Windows Messenger，三是 Internet Explorer。这 3 个软件覆盖了软件业除了操作系统以外最重要的领域。

Windows NT 虽然在稳定性、可靠性和系统通信能力方面不如 Unix，但是其价格却远比 Unix 便宜。所以，在使用个人计算机构成的中小型计算机监控系统中，多数都采用 Windows NT 或者 Windows 95/98/XP。

2. Unix 操作系统

Unix 操作系统诞生于 1969 年，是由贝尔实验室两位研究员 Ken Thompson 和 Dennis Ritchie 在 DEC 生产的 PDP-7 上开发的。最初 Unix 操作系统是用汇编语言开发的，1973 年成功地用 C 语言进行了重写。经过了 40 来年的发展到了今天，Unix 有两个主要的版本：AT&T Unix 系统 V 和 Berkeley Unix，而其他的变种都基于这两个版本。它最先在大学内流行起来，现在已经成为了工业标准。其中 Berkeley Unix 是美国加州大学伯克利分校对 Unix 进行了重大改进，引入了许多新特性而产生的。常用的其他版本有 IBM 公司的 AIX，SUN 公司的 Solaris，惠普公司的 HP-UX，SCO 公司的 UnixWare，以及 Unix 的变种 Linux。

Unix 操作系统的主要特性表现在以下几个方面：第一，开放性、可移植性。它可运行在从微机到巨型机的各种计算机。第二，多用户，多任务。Unix 可以支持数十甚至数百个用户同时使用，而且每个用户同时执行多个任务。第三，Unix 支持对数据和程序进行分组，以方便数据管理。第四，与设备独立的输入/输出的操作。Unix 把所有设备都视为文件，Unix 的输入/输出操作是与设备独立的，用户可把命令输出重定向到任何设备或文件。

用户界面 shell(外壳)，在内核之外包围着 Unix 的 shell，它是一个命令解释程序，它控制着用户与 Unix 系统的交互，如图 4.1 所示。

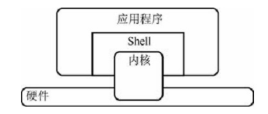


图 4.1 用户界面 Shell

Unix 操作系统是一个十分流行、应用广泛的操作系统，既可以用在小型机上，也可以用在微型机上，但是，目前更多的还是用在小型机(工作站)上。标准的 Unix 操作系统是一个多用户、多任务、交互式分时操作系统。

内核程序是 Unix 操作系统中唯一不能由用户任意改变的部分。其主要功能包括存储管理、进程管理、设备管理、文件管理等几个部分。在后期的版本中加入了网络进程通信管理。由于内核绝大部分的代码都是用标准 C 语言来写的，所以，它可以被大多数的机器所支持，可以很容易就移植到不同的硬件体系结构上。

就运行的稳定性而言，Unix 操作系统远比 Windows 要高，其通信能力也较 Windows NT 要强。尽管 Unix 是一个典型的分时系统，对于一般计算机监控系统来说，基本能满

足“实时性”的要求。由于 Unix 的价格非常昂贵，所以通常用于大型系统。

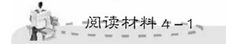
3. Linux 操作系统

Linux 最早是在 1991 年由芬兰赫尔辛基大学的一位年轻人 Linus Benedict Torrralds 开发的一个 Unix 开源软件。他将该软件放在赫尔辛基大学的 FTP 服务器上，让人们自由下载。全世界的计算机爱好者很快寄去了补丁软件，对其进行完善。1994 年 Linux 1.0 开始出现，此时，它的用户数目已经发展得很大，而且 Linux 的核心开发队伍也建立起来。在一种自由的氛围中，Linux 迅速成长起来。也有人戏言，Linux 是“群众运动”的产物。现在，Linux 正在进入一个独立发展阶段，而不是当初那样跟在 Unix 的后面。

Linux 与 Unix 一样是一个完全多任务、多用户的操作系统。Linux 是 Unix 的兼容产品，可以这样说，Linux 几乎具有 Unix 的所有优点，同时还具有 Unix 没有的功能。其稳定性超过 Windows，全面支持 32 位和 64 位，支持大多数 Unix 应用程序的运行，是一个完善的 Unix 程序开发环境。总之，Linux 是多任务、多用户的操作系统，并具有可编程的 Shell，支持的硬件多，可运行的软件也多。

4.1.3 实时操作系统

实时操作系统(RTOS)是指当外界事件或数据产生时，能够接收并以足够快的速度予以处理，其处理的结果又能在规定的时间之内来控制生产过程或对处理系统做出快速响应，并控制所有实时任务协调一致运行的操作系统。因而，提供及时响应和高可靠性是其主要特点。实时操作系统除了具有通用操作系统的特点和功能外，其主要特点是：实时性强、可靠性高且稳定性好。实时操作系统在任何时刻总是保证优先级别最高的任务占用 CPU 和其他资源，而且还要保证系统响应的时间是可以容忍和确定的。系统对现场进行不间断地监视，一旦有事件发生，系统就能“实时”地做出响应。这除了要靠硬件的性能来保证外，主要由实时操作系统的事件驱动方式和任务调度来决定。



TI 面向 MCU 平台推出全新完整实时操作系统 TI-RTOS

日前，德州仪器(TI)宣布推出面向 MCU 平台、基于抢占式多线程内核的完整实时操作系统 TI-RTOS，加大对嵌入式处理软件及工具产业环境的投入。在软件设计已变得更加便捷的今天，微控制器(MCU)开发人员可将更多的时间和精力集中在独特应用开发上。TI 在为实时应用提供生产质量级操作系统(OS)解决方案方面拥有超过 20 年的丰富经验，现已将其专业技术应用于各种 RTOS 组件(包括普及型 SYS/BIOS 实时内核与网络开发套件 NDKTCP/IP 协议栈)，并将其集成，创建了完整的微控制器 RTOS。该最新 OS 可显著加速软件开发，设计人员无需编写和维护诸如调度工具、协议栈以及低级驱动器等复杂的系统软件程序。TI-RTOS 的市场独特性在于，可在整个 TI 完整 MCU 产品系列中提供统一的嵌入式软件平台，帮助开发人员便捷地扩展设计，通过将原有应用移植至最新处理器来更新或添加功能。此外，该统一平台还可为 TI 设计网络软件产业环境的合作伙伴带来优势，为其提供一种无专利限制的广泛应用型免费平台。

TI MCU 副总裁 Scott Roller 指出："有了高度集成的 MCU，嵌入式硬件开发现已变得更加便捷。但是，由于集成了更多外围设备、存储器以及连接选项，软件开发也已经变得更加复杂，因而我们推出了 TI-RTOS。现在开发人员可构建支持互联网及 USB 连接的 MCU 设计，无需担心软件开发过于繁重耗时。"

资料来源：http://www.eet-china.com/ART_8800679574_617693_NP_3ec935fa.HTM.

通常，实时操作系统主要具有以下特征：

(1) 高精度计时：计时精度是影响实时性的一个重要因素。在实时应用系统中，经常需要精确而又实时地操作某个设备或执行某个任务，或精确地计算一个时间函数。这些不仅依赖于一些硬件提供的时钟精度，更依赖于实时操作系统实现的高精度计时功能。

(2) 多级中断机制：一个实时应用系统通常需要处理多种外部信息或事件，但处理的紧迫程度有轻重缓急之分。有的必须立即做出反应，有的则可以延后处理。因此，需要建立多级中断嵌套处理机制，以确保对紧迫程度较高的实时事件进行及时响应和处理。

(3) 实时调度机制：实时操作系统不仅要及时响应实时事件中断，同时也要及时调度运行实时任务。但是，处理机调度并不能随心所欲地进行，因为涉及两个进程之间的切换，只能在确保"安全切换"的时间点上进行，实时调度机制包括两个方面，一是在调度策略和算法上保证优先调度实时任务；二是建立更多"安全切换"时间点，保证及时调度实时任务。

对于一般的操作系统，其目的就是方便用户管理计算机资源，追求系统资源的最大利用率，以及尽可能公平地对待所有用户的请求。而作为实时操作系统，更为重要的是确保应用系统的实时性、确定性和可靠性，因此，评价实时操作系统主要用任务调度机制、任务切换时间、最大中断禁止时间和内存开销等几项指标来衡量。通用操作系统与实时操作系统之间的界限正变得越来越模糊。但是，由于有的实时操作系统相对不够普及，其开放性也不是很好，而随着计算机硬件技术的不断提高，即使是采用分时方式的 Unix 操作系统，其"实时性"也有了很大的提高。

4.1.4 嵌入式操作系统

在计算机监控系统的应用中，有相当大的一部分应用对计算机监控系统的成本、体积、功耗等有着比较苛刻的要求。例如，机床控制、智能仪表、汽车、飞机、船舶、现场监测设备、家用电器、医疗设备、商业 POS 等。对于这一类系统，要求计算机监控系统是一个嵌入式系统(Embedded System)。所谓嵌入式系统，是指以应用为中心和以计算机技术为基础，软硬件可裁剪，并且能够适应宿主系统对其功能、可靠性、成本、体积和功耗等多方面的要求的系统。简单地说，嵌入式系统与其监控的对象(宿主)是紧密地像一体的系统。由于体积和功耗的限制，计算机中不配备硬盘，而是配备电子盘(ROM)；显示器也不采用 CRT，而采用 LCD 或其他类型的显示器。作为输入设备往往采用薄膜键盘或直接采用触摸屏。多数情况下，CPU 和接口电路是在同一块印制电路板上的。

嵌入式操作系统应该具备以下特点：

（1）系统内核小。由于嵌入式操作系统一般是应用于小型电子装置的，系统资源相对有限，所以内核较之传统的操作系统要小得多。例如，Enea 公司的 OSE 分布式系统，内核只有 5KB。

（2）专用性强。嵌入式操作系统的个性化很强，其中的软件系统和硬件的结合非常紧密，一般要针对硬件进行系统的移植，即使在同一品牌、同一系列的产品中也需要根据系统硬件的变化和增减不断进行修改。同时针对不同的任务，往往需要对系统进行较大更改，程序的编译下载要和系统相结合，这种修改和通用软件的“升级”是完全两个概念。

（3）系统精简。嵌入式操作系统一般没有系统软件和应用软件的明显区分，不要求其功能设计及实现上过于复杂，这样一方面利于控制系统成本，同时也利于实现系统安全。

（4）高实时性。高实时性的系统软件(OS)是嵌入式软件的基本要求，而且软件要求固态存储，以提高速度；软件代码要求高质量和高可靠性。

（5）多任务的操作系统。嵌入式软件开发要想走向标准化，就必须使用多任务的操作系统。嵌入式系统的应用程序可以没有操作系统直接在芯片上运行；但是为了合理地调度多任务、利用系统资源、系统函数以及和专家库函数接口，用户必须自行选配 RTOS (Real-Time Operating System)开发平台，这样才能保证程序执行的实时性、可靠性，并减少开发时间，保障软件质量。

（6）需要开发工具和环境。嵌入式系统开发需要开发工具和环境。由于其本身不具备自举开发能力，即使设计完成以后用户通常也是不能对其中的程序功能进行修改的，必须有一套开发工具和环境才能进行开发，这些工具和环境一般基于通用计算机上的软硬件设备及各种逻辑分析仪、混合信号示波器等。开发时往往有主机和目标机的概念，主机用于程序的开发，目标机作为最后的执行机，开发时需要交替结合进行。

4.2 程序设计的一般技术

程序是为实现特定目标或解决特定问题而用计算机语言编写的命令序列的集合。程序一般分为系统程序和应用程序两大类。程序设计就是为使计算机执行一个或多个操作，或执行某一任务，按序设计的计算机指令的集合。

4.2.1 程序的设计方法

程序设计是把系统功能要求转化为程序的准备阶段。对于简单的系统也许一页流程图就足以说明问题，但较大的系统程序设计比较复杂，要将程序编写清楚，必须采用合适的程序设计方法。常用的软件设计方法有模块化设计和结构化设计。

1. 模块化设计

模块化程序设计的基本思想是将一个大的程序按功能分割成一些小模块。把一个复杂的应用软件，分解为若干个功能模块，形成模块化层次结构。顶层模块调用它的下层模块以实现完整功能，每个下层模块再调用更下层的模块，底层模块完成最具体的功能。

各模块相对独立、功能单一、结构清晰、接口简单，控制了程序设计的复杂性，提高

元件的可靠性，缩短开发周期，避免程序开发的重复劳动，易于维护和功能扩充。

（1）模块化编程的优点。模块化降低了程序复杂度，使程序设计、调试和维护等操作简单化。其优点主要包括：

① 减少了编程过程中的复杂程度，使编程变得简单。

② 易于编程、查错和测试。

③ 有利于程序设计员之间的任务划分，便于多人同时进行编程设计，加速设计进程。

④ 有利于掌握软件开发的进程，模块的进度清晰明确。

（2）模块化编程的原则。模块化设计的优点很明显，但大多数模块划分的方法都是凭直觉和经验来组成模块，下面给出的是一些模块化编程的原则。

① 模块不宜划分过大或过小，太大缺乏一般性且难以装配，太小则增加工作量。一般认为20～50行的程序段是比较合适的模块。

② 模块要保持独立性，即一个模块内部的更改不应影响其他模块。

③ 对每一个模块做出具体定义，定义应包括解决某问题的算法，允许的输入/输出值范围及副作用。

④ 对于一些简单的任务，不必生硬地追求模块化。

⑤ 当系统需要进行多种判定时，最好在一个模块中集中这些判定。这样在某些判定条件改变时，只需修改这个模块即可。

模块化程序设计的优点很突出，但主要缺点是有些程序难以模块化；把模块装配在一起比较困难。

2. 结构化程序设计

结构化程序设计(Structured Programming)是进行以模块功能和处理过程设计为主的详细设计的基本原则。其概念最早由E.W.Dijikstra在1965年提出，是软件发展的一个重要的里程碑。结构化设计是给程序设计施加一定的约束，它限定采用规定的结构类型和操作顺序。因此能够编写出操作顺序分明、便于查错和纠正错误的程序，这种设计规定任何程序序列必须由直线顺序结构、条件结构和循环结构三种基本形式组成。

（1）顺序结构：如图4.2所示，在这种结构中，微处理器按顺序先执行A，然后执行B，最后执行C。其中A、B和C可以是一条条指令，但也可以是一段程序。

（2）条件结构：如图4.3所示，当条件满足时，微处理器执行A，否则执行B。在这种结构中，A和B都只有一个入口和一个出口。

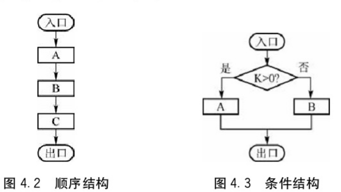


图4.2 顺序结构　　图4.3 条件结构

（3）循环结构：如图4.4所示，常见的循环结构有两种，在图4.4(a)所示的循环结构

中，微处理器先执行循环操作 A，然后判断条件是否满足。若条件满足，程序继续循环；若条件不满足，则停止循环。而图 4.4(b)所示的循环结构中，微处理器先执行条件判别语句，只有在条件满足的情况下才执行循环操作 A。在程序设计中，应注意这两种循环结构的区别，在设置循环参数初值时，尤其应加以注意。

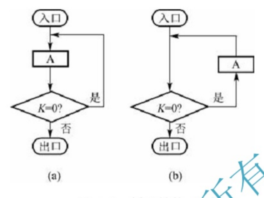


图 4.4　循环结构

利用上述几种基本结构，可构成任何功能的程序。结构化程序设计的优点如下：

(1) 由于每个结构只有一个入口和一个出口，程序的执行顺序易于跟踪，给程序查错和测试带来很大的方便。

(2) 由于基本结构是限定的，故易于装配成模块。

(3) 易于用程序框图来描述。

当一个系统中的软、硬件都是由标准化、结构化的部件有机组合而成时，可以认为，这个系统的扩充性、可维护性等用户所关心的性能也必然是较好的，因此在进行系统设计时，应尽量采用这种技术。

4.2.2　面向对象的程序设计

面向对象技术是目前的测控系统设计开发技术，包括面向对象分析(Object Oriented Analysis，OOA)和面向对象程序设计(Object Oriented Design，OOD)，它的提出主要是为了解决传统程序设计方法，即结构化程序设计方法所不能解决的代码重用问题。实际上，“对象”和“对象的属性”这样的概念可以追溯到 20 世纪 50 年代初，其首先出现于关于人工智能的早期著作中。但是随着面向对象语言的出现，面向对象思想才得到了迅速的发展，面向对象技术引起了程序设计方法学的一场革命，其已经替代面向过程的程序设计技术，成为当今计算机应用开发领域的主流技术。

1. 面向过程程序设计与面向对象程序设计的比较

传统的程序设计技术是面向数据过程的设计方法，注重算法的描述，回答的是“做什么、怎么做”的问题。这种方法把数据和过程作为相互独立的实体，数据代表问题空间中的客体，用于表达实际问题中的信息；程序代码则用于处理这些数据。

面向对象的设计方法与传统的面向数据过程的方法有本质不同。面向对象的程序设计方法注重需求分析和设计反复，回答的是“用何做、为何做”的问题，它使程序员摆脱了具体的数据格式和过程的束缚，可以集中精力研究和设计所要处理的对象。新的对象类可以通过继承已存在的对象类的性质而产生，因此，这样实现的可重用性是自然的和准确的。采用面向对象的方法表示知识，不仅表达的能力强，可以表示相当广泛的知识，能够

描述非常复杂的客观事物，而且具有模块性强、结构化程度高、便于分层实现，有利于设计、复用、扩充、修改等一系列优点。因此，面向对象的程序设计方法在知识处理与专家系统等在人工智能领域中的应用前景是光明的、乐观的。

2. 面向对象程序设计语言中的基本概念

（1）对象：对象式系统中运行时刻的基本成分，是属性和行为的封装体，其中还包括和其他对象进行通信的设施。对象有三种不同含义：实在对象、问题对象和计算机对象。实在对象是现实世界中存在的实体；问题对象是实在对象在问题域中的抽象，用以根据需要，完成某些行为；计算机对象是问题对象在计算机系统中的表示，它是数据和操作的封装通信单位。因此，对象式语言中的对象是指计算机对象。

（2）类：对一组具有相同数据和相同操作的对象的描述，也就是说类是一组对象的抽象概括。其作用是：一作为对象的描述机制，刻画一组对象的公共属性和行为；二作为程序的基本单位，它是支持模块化设计的设施，并且类上的分类关系是模块划分的规范标准。类有三部分组成：数据、操作和接口。数据刻画对象的状态，操作刻画对象的行为，类中所有数据均为私有，接口使操作对外可见。

（3）消息：对象与对象之间可以传递信息，所传递的信息即为消息。它要求某个对象执行类中所定义的某个操作的规格说明，由三部分组成：接收消息的对象、消息名、零个或多个变元(实参)。

3. 面向对象程序设计语言的特性

（1）抽象：忽略问题的细枝末节，以便更充分地注意与当前目标有关的方面。抽象并非是对问题全面的描述，而只是选择其中核心的、共性的、能说明其性质的关键性问题，而非共性及细节部分可留给低级的派生类来解决。抽象包括两个方面，一是过程抽象，二是数据抽象。过程抽象是指任何一个明确定义功能的操作都可被使用者看作单个实体看待，尽管这个操作实际上可能由一系列更低级的操作完成。数据抽象定义了数据类型和施加于该类型对象上的操作，并限定了对象的值只能通过使用这些操作修改和观察。

（2）封装性：封装是面向对象的特征之一，是对象和类概念的主要特性。封装是把过程和数据包围起来，对数据的访问只能通过已定义的界面。面向对象计算始于该基本概念，即现实世界可被描绘成一系列完全自治、封装的对象，这些对象通过一个受保护的接口访问其他对象。一旦定义了一个对象的特性，则有必要决定这些特性的可见性，即哪些特性对外部世界是可见的，哪些特性用于表示内部状态。在这个阶段定义对象的接口，通常应禁止直接访问一个对象的实际表示，而应通过操作接口访问对象，这称为信息隐藏。事实上，信息隐藏是用户对封装性的认识，封装则为信息隐藏提供支持。封装保证了模块具有较好的独立性，使程序维护修改较为容易。对应用程序的修改仅限于类的内部，因而可将应用程序修改带来的影响减少到最低限度。封装、抽象和信息隐藏是用来降低软件复杂性的重要技术。

（3）继承性：继承是一种联结类的层次模型，并且允许和鼓励类的重用，它提供了一种明确表述共性的方法。对象的一个新类可以从现有的类中派生，这个过程称为类继承。新类继承了原始类的特性，新类称为原始类的派生类(子类)，而原始类称为新类的基类(父类)。派生类可以从它的基类那里继承方法和实例变量，并且类可以修改或增加新的方法使之更适合特殊的需要。这也体现了大自然中一般与特殊的关系。继承性很好地解决了

软件的可重用性问题。继承对软件开发有许多的好处：

① 软件复用性：如果一个操作是从另一个类继承来的，这个操作的所有源代码不用重写。

② 代码复用：面向对象程序设计中存在多层次的代码复用，在一个层次上，许多不相干的程序员及项目可以使用相同的类。

③ 界面的一致性：当许多类都从同一类继承时，在所有情况下，这些类继承的操作都是相同的，这样就很容易保证相似的类的界面也相似。

④ 快速原型技术：如果一个软件系统的大部分都可以由可复用的成分(如类库等)构成，那么开发中的大部分精力就可以花在理解系统中新的及特殊的部分。这样软件系统开发就变得快速简单，这种开发称为快速原型技术。

(4) 多态性：在程序设计语言中多态性指相同的语言结构可以代表不同类型的实体或者对不同类型的实体进行操作。在面向对象程序语言中，对于类和对象之间的继承关系有一种独特的多态现象；多态性与语言的运行链接有关，运行时链接表示系统在运行期间根据接收对象的类型将一个选择器和实现它的特定方法链接在一起，这种链接方式比起编译时链接在实现多态性方面具有很大的方便性和灵活性。

多态性的优点在于：高层代码(算法)只写一次，而通过提供不同的低层服务来满足复用的要求。在面向对象程序设计中，各种多态性方法及其他方法相组合使用，可以大大提高代码复用及共享。面向对象程序设计方法克服传统程序设计方法的大部分缺点，目前出现了很多面向对象的程序设计语言，如 VC++、Object Pascal、VB、Java 等。

4. 面向对象的程序设计步骤

面向对象软件开发的主要目的是用可重用软件分解基类和用子类加快问题求解，缩短开发时间和减少软件开发费用；通过改变一个或多个类的实现，使其影响局部化，从而降低软件维护费用。其步骤略述为：①选择主要数据对象；②定义每个对象能够接收和发送的消息；③说明为实现每个对象所必需的数据元素；④用小说明书说明每个对象的方法；⑤最终优化整个设计。

综上可知，面向对象设计是一种把面向对象的思想应用于软件开发过程中，指导开发活动的系统方法，是建立在“对象”概念基础上的方法学。对象是由数据和容许的操作组成的封装体，与客观实体有直接对应关系，一个对象类定义了具有相似性质的一组对象。而继承性是对具有层次关系的类的属性和操作进行共享的一种方式。所谓面向对象就是基于对象概念，以对象为中心，以类和继承为构造机制，来认识、理解、刻画客观世界和设计、构建相应的软件系统。

4.3 监控程序设计

测控系统可分为硬件和软件两大部分。软件按其功能来说，又可分为两部分，即用于管理整个系统正常工作的监控程序和用于执行所要求任务的功能程序。由于整个测控系统是在监控程序的控制下进行工作的，因此监控程序的设计是软件设计的核心问题。

4.3.1 监控程序结构

监控程序的主要作用是能及时地响应来自系统或仪器内部的各种服务请求，有效地管

理测控系统自身软、硬件及人-机联系设备，与系统中其他设备交换信息，并在系统一旦出现故障时，及时做出相应的处理。

1. 功能要求

监控程序的功能具体主要表现为：

（1）进行键盘和显示管理，按键入的命令转入相应的键服务。

（2）接收因过程(输入/输出)通道或时钟等引起的中断请求信号，区分优先级，实现中断嵌套，并转入相应的实时测量、控制功能子程序。

（3）实现对硬件定时器的处理及由此形成的软件定时器的管理。

（4）实现对系统自身的诊断处理。

（5）初始化，自动/手动切换，掉电保护等。

2. 组成结构

监控程序的组成主要取决于测控系统的组成规模，以及系统的硬件配备与功能。通常由监控主程序、初始化管理、键盘管理、显示管理、中断管理、时钟管理、自诊断和自动/手动切换等模块组成，如图4.5所示。

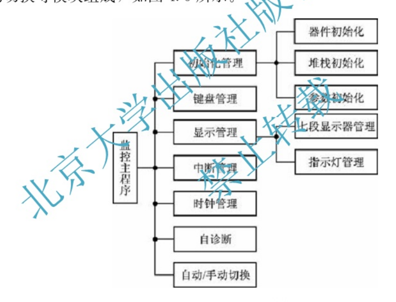


图4.5 监控程序的基本组成

由图4.5可见，监控主程序调用各模块，并将它们联系起来，形成一个有机整体，从而实现对系统的全部管理功能。

测控算法程序主要实现测量与控制功能，它由描述一种或几种测控算法(如数字滤波、PID算法等)的功能模块构成，通常为实时中断程序或监控程序所调用。各功能模块又由各种下层模块(子程序)所支持。其主要模块包括：

（1）算法逻辑模块——算术运算、BCD-二进制转换、比较、求极值、搜索等。

（2）测量算法模块——软件抗干扰、标度变换、非线性校正等。

（3）控制算法模块——PID算法、自适应、自校正算法、上下限比较及报警、输出限幅、串级、前馈、滞后算法、模糊控制、专家控制等。

（4）过程通道模块——采样、A/D转换、D/A转换、多通道切换及开关量输入/输出等。

（5）人机联系模块——键盘管理、显示管理、打印管理等。

(6) 初始化管理模块——参数、堆栈和器件的初始化等。

(7) 实时时钟、自诊断处理等。

4.3.2 监控主程序

监控主程序是整个监控程序的一条主线，加电复位后首先进入监控主程序。监控主程序一般都放在0号单元开始的ROM中，其任务是识别命令、解释命令并获得完成该命令的相应模块的入口。如果把整个软件比作一棵树，监控主程序就是树干，相应的处理模块就是树枝和树叶。监控主程序引导测控系统进入正常运行，并协调各部分软、硬件有条不紊地工作。

1. 结构组成

监控主程序通常包括可编程器件、输入、输出端口和参数的初始化，自诊断管理模块，键盘显示管理模块，以及实时中断管理和处理模块等，是“自顶向下”结构化设计中的第一层次。除了初始化和自诊断外，监控主程序一般总是把其余部分连接起来，构成一个无限循环圈，测控系统的所有功能都在这一循环圈中周而复始地或有选择地执行，除非断电或按复位(RESET)键，否则测控系统不会跳出这一循环圈。

由于各个微机化测控系统的功能不同，硬件结构不同，程序编制方法不同，因而监控主程序没有统一的模式。图4.6所示为一个微机温控仪监控主程序流程，加电或复位后，首先进入初始化，接着对各软、硬件模块进行自诊断，而后开放中断，等待时钟、过程通道及按键中断。一旦发生了中断，则判明中断源后进入相应的服务模块。无论是哪一个中断源产生中断，执行完相应的程序后，均返回监控主程序，必要时，修改显示内容，并开

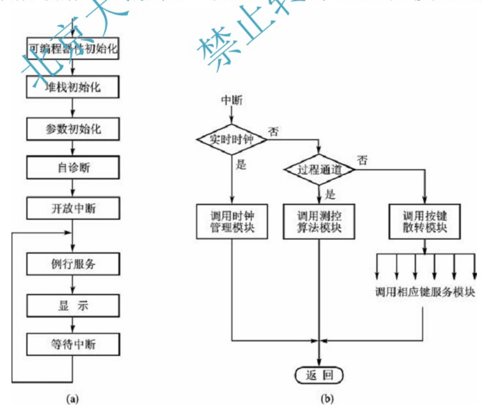


图4.6 微机温控仪监控主程序流程

始下一轮循环。值得注意的是，在编写各种功能模块时，必须考虑到模块在运行时可能遇到的所有情况，使在运行了本模块后均能返回主程序中的规定入口，特别要考虑到可能出现的各种意外情况。例如，乘法运算中的溢出，除法时除数为零等，使程序不至于陷入不应有的死循环或进入不该进入的程序段，导致程序无法正常运行。

2. 初始化管理

初始化管理主要包括可编程器件初始化、堆栈初始化和参数初始化三部分。

(1) 可编程器件初始化：主要是指对可编程硬件接口电路的工作模式的初始化。微机化测控系统中常用的可编程器件有：键盘显示管理接口8279、I/O和RAM扩展接口8155、并行输入/输出接口8255、定时计数器接口8253等。这些器件的初始化都有一定的格式，只是格式中的初始化参数随应用方式不同而异。因此，可编成一定的子程序模块，随时调用。

(2) 堆栈初始化：复位后首先在用户RAM中确定一个堆栈区域，大多数微处理器允许设计人员在用户RAM中任意开辟堆栈区域并采用向上或向下生成的堆栈结构由堆栈指示器SP来管理。

(3) 参数初始化：对测控系统的整定参数(如PID算法的K_P、T_I、T_D三个参数的初值)、报警值，以及过程输入通道的数据与过程输出通道的数据初始化。系统的整定参数初值由被控对象的特性确定。过程输入通道的数据初值，如采样初值、偏差初值、多路电子开关的初始状态、滤波初值等，一般由测量控制算法确定。过程输出通道，通常都置模拟量输出为“0”状态或其他预定状态；置开关量输出为无效状态，如继电器处于释放状态等。

根据结构化思想，通常把这些可调整初始化参数集中在一个模块中，以便集中管理，也有利于实现模块独立性。初始化管理模块作为监控程序的第二层次，通过分别调用上述三类初始化功能模块(第三层次)，实现对整个仪表和系统中有关器件的初始化。

4.3.3 中断管理

所谓“中断(Interrupt)”是指计算机在执行程序过程中，被外部或内部的“突发事件”经硬件打断了当前程序(称为主程序)的执行，转去处理“突发事件”的服务程序，完成后又继续执行原来被打断的程序的过程。

测控系统一般都具有中断功能，即允许被控过程的某一状态或实时时钟或按键操作中断正在进行的工作，转而处理该过程的实时问题。当这一处理工作完成后，再回去执行原先的任务，即监控程序中确认的工作。一般说来，未经事先“同意”(开放中断)，不允许过程或实时时钟申请中断。

能够发出中断请求信号的外围设备或事件称为中断源。测控系统中常见的中断源有：过程通道、实时时钟、面板按键、通信接口、系统故障。通常，测控系统开机时，处于自动封锁中断状态，初始化结束后，监控主程序执行一条“开放中断”命令，使测控系统在一旦发现中断后，即能进入中断工作方式。

1. 一个中断源的中断过程

(1) 保护现场：目的是保证中断处理完毕后能返回原程序，从断点开始正确执行。要保护的现场内容通常包括：CPU的标志寄存器FR内容；代表断点地址的程序计数器PC

内容或代码；段寄存器 CS 和指令指针 IP 内容；中断处理程序中将用到的各 CPU 内部寄存器内容。

（2）开中断：以便执行中断服务程序时，能响应更高级别的中断源请求。

（3）中断服务：完成 I/O 操作或异常事件处理，是整个中断处理程序的核心。

（4）恢复现场：恢复程序计数器原先保存的内容，以便返回到被中断的程序。

（5）开中断，中断返回。

上述过程为只有一个中断源的情况。事实上，在实际系统中往往有两个以上的中断源。因此设计者要根据测控系统的功能特点，确定多个中断源的优先级，在软件上做出相应处理。运行时，当多个中断源同时提出申请时，主机要识别出哪些中断源在申请中断，辨别和比较它们的优先级，优先响应级别高的中断请求。另外，当 CPU 在处理中断时，还要能响应更高级别的中断请求，而屏蔽掉同级别或较低级别的中断请求。这就要求设计者精心安排多中断源的级别及响应时间，使次要工作不致影响主要工作。

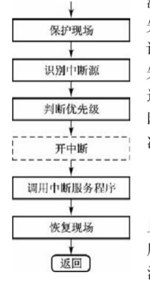


图 4.7　中断流程

2. 中断管理模块的设计

中断模块分中断管理模块和中断服务模块两部分。微处理器一旦响应中断后所执行的具体服务内容，由各测控系统的功能所决定，所编写的程序无论在结构上，还是在处理方法上与非中断服务程序没有特别的不同。

与前面的中断过程相对应，中断管理软件模块，通常应包括以下功能：断点现场保护，识别中断源和判断优先级，如果允许中断嵌套，则再次开放中断（单片机除外），中断服务结束后恢复现场，如图 4.7 所示。

通常，系统断电总是作为最高级中断源。至于其他中断源的优先级，则由设计人员根据系统的功能特点来确定。MCS-51 系列单片机有自己管理中断优先级的一套方法，能很方便实现中断优先级管理。

3. 多中断源识别

MCS-51 单片机有两个外部中断输入端，当有两个以上中断源时，可采用如下两种方法：

（1）利用定时器/计数器的外部事件计数输入端（T0 或 T1），作为边沿触发的外部中断输入端，这时定时器/计数器应工作于计数器方式，计数寄存器应预置满度数。

（2）每个中断源都接在同一个外部中断输入端（$\overline{\text{INT0}}$或$\overline{\text{INT1}}$）上，同时利用输入口来识别某装置的中断请求，具体电路如图 4.8 所示。

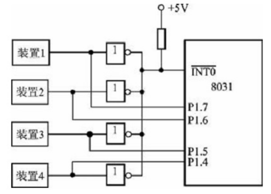


图 4.8　多中断源识别电路

图 4.8 中的外部中断输入引脚$\overline{\text{INT0}}$上接有 4 个中断源，集电极开路的非门构成或非电路，无论哪个外部装置提出中断请求，都会使$\overline{\text{INT0}}$引脚电平变低。究竟是哪个外部装置申请的中断，可以查询 P1.4～P1.7 的逻辑电平获知，这 4 个中断源的优先级由软件排

定。下面是有关的程序片断，中断优先级按装置 1 至装置 4 由高到低的顺序排列。

```
          LJMP    INTRPT
          ……
INTRPT:   PUSH    PSW
          PUSH    A
          JB      P1.7, DINTR1
          JB      P1.6, DINTR2
          JB      P1.5, DINTR3
          JB      P1.4, DINTR4
BACK:     POP     A
          POP     PSW
          RETI
DINTR1:   ……              ;装置 1 中断服务程序
          AJMP    BACK
DINTR2:   ……              ;装置 2 中断服务程序
          AJMP    BACK
DINTR3:   ……              ;装置 3 中断服务程序
          AJMP    BACK
DINTR4:   ……              ;装置 4 中断服务程序
          AJMP    BACK
```

4.3.4 硬件故障自检

自检就是利用事先编制的程序对测控系统的主要部件进行自动检测，以确定是否有故障，以及故障的内容和位置。自检是微机化测控系统应具备的基本功能之一，也是提高可靠性和可维护性的重要手段之一。

一般地讲，故障诊断的基本原理是对被测部件输入一串数据——试验数据，然后观察相应的输出数据，并对观察结果进行分析，确定故障的内容和位置。试验数据，观察到的结果数据和故障的对应关系应在故障诊断前准备好。

微机化测控系统的自检方式可分为三种类型：

(1) 开机自检。开机自检在电源接通或系统复位之后进行。自检中如果没发现问题，就进入测控程序，如果发现问题，则及时报警，以避免测控系统带病工作。开机自检是对测控系统正式投入运行之前所进行的全面检查。

(2) 周期性自检。周期性自检是指在测控系统运行过程中，间断插入的自检操作，这种操作可以保证测控系统在使用过程中一直处于正常状态。周期性自检不影响测控系统的正常工作，因而只有当出现故障给予报警时，用户才会觉察。

(3) 键盘自检。具有键盘自检功能的测控系统面板上应设有“自检”按键，当用户对系统的可信度发出怀疑时，便通过该键来启动一次自检过程。

自检过程中，如果检测到系统出现某些故障，应该以适当的形式发出指示。微机化测控系统一般都借用本身的显示器，以文字或数字的形式显示“出错代码”，出错代码通常以“Error X”字样表示，其中“X”为故障代号，操作人员根据“出错代码”，查阅操作手册便可确定故障内容。除了给出故障代号之外，往往还给出指示灯的闪烁或者音响报警信号，以提醒操作人员注意。

测控系统的自检项目与其功能、特性等因素有关。一般来说，自检内容包括 ROM、

RAM、总线、显示器、键盘及测控电路等部件的检测。测控系统能够进行自检的项目越多，使用和维修就越方便，但相应的硬件和软件也越复杂。

习　　题

4-1　简述嵌入式操作系统的主要特点。

4-2　简述程序设计的主要方法及其各自的特点。

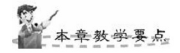
4-3　试简述面向对象程序设计语言有哪些特点。

4-4　监控程序包括哪些部分？简述各部分的作用。

4-5　单片机测控系统中常见的中断源有哪些？说明中断的过程以及中断管理程序的设计方法。

4-6　为什么测控系统要具备自检功能？自检方式有哪几种？常见自检内容有哪些？

第 5 章 数据分析与处理



知识要点	掌握程度	相关知识
标度变换	掌握标度变换的硬件和软件实现方法； 熟悉量程自动切换的方法	量程自动切换的依据； 模拟显示和数字显示的标度变换
数据检验与测量误差、测控系统的误差处理	掌握数据检验的方法； 掌握测量误差的来源与特点； 熟悉系统误差的消除方法	零位误差和灵敏度误差的校正； 随机误差的处理； 粗大误差的剔除
非线性校正算法	熟悉常见非线性误差的校正方法	拟合处理； 插值处理



导入案例

火箭液体推进剂数据分析与处理

液体推进剂是目前火箭发动机采用最广泛的一种动力燃料，是导弹武器装备发挥效能的重要物质基础之一，也是导弹武器装备的重要组成部分。正确地分析和掌握液体推进剂的各项性能指标、技术指标、管理指标和分析检测，是做好推进剂技术保障工作的关键。随着武器装备的发展及配套的逐步完善，液体推进剂的种类不断发生变化，储存时间也就越来越长，制约和影响液体推进剂质量的各种因素及问题逐渐突出。在对液体推进剂的各项信息进行综合分析的基础上，以应用需求为背景，对偏二甲肼(UDMH)等38种液体推进剂从管理和应用的需求出发，详细讨论了它们的特性、数据定义与管理方法，建立了一个比较完整和准确的液体推进剂管理方法，可以有效地改变部队目前推进剂管理自动化程度较低的现状。文中所建立的液体推进剂性能数据管理系统基于Windows平台的界面，以SQL(Structure Query Language)为查询语言，可实现数据查询、数据修改、用户权限检测、数据分析和处理等功能。

一、数据分析

火箭液体推进剂的质量具有特殊重要的意义，尤其是随着科学技术的迅速发展，武器装备日趋复杂，迫切要求强化质量管理。运用科学方法，随时掌握质量状态，把质量隐患消除在事故发生之前，是液体推进剂技术保障工作的重要内容。液体推进剂的储存性能主要包括物理稳定性和化学稳定性两个方面的内容。物理稳定性指的是蒸发、吸湿、分层等物理作用，这直接影响推进剂的使用性能；化学稳定性主要考察两个方面的问题：一个是推进剂经储存后其质量变化情况(包括氧化和分解)，其中主成分含量的变化是人们最为关注的问题之一；另一个是考察推进剂对材料的实际腐蚀情况，根据实际检测数据，计算机可绘制出4年内偏二甲肼主成分浓度和杂质浓度的变化曲线图，分析结果可得知：

(1) 这批偏二甲肼储存情况良好，各项技术指标基本符合军品要求。

(2) 随着储存时间的延长，偏二甲肼含量有所降低，但变化不大，随着时间的推移，其被氧化的速度呈现逐渐加快的趋势，杂质含量逐渐升高。

(3) 在偏二甲肼的储存过程中，要严格执行操作规程，防止空气进入储罐，同时，储存年限越长，检测频率应适当增加，以加强对偏二甲肼的质量监控。一旦发现技术指标下降到规定范围，应及时做回收处理。

二、数据处理

液体推进剂数据库管理系统可对一些数据进行分析和处理，如可对液体推进剂爆炸后的浓度进行计算，对液体推进剂在运输、储存、加注等过程进行风险预测，对液体推进剂分析化验的结果进行计算和处理。

资料来源：周媛，孟晓红，李莹，等．火箭液体推进剂数据分析与处理．计算机技术与发展，2006，9.

5.1 标度变换

测控系统测量时，一般外界的各种信号经传感器转换成电信号，然后经 A/D 转换器输入微处理器后，还必须在系统面板上显示出被测对象的测量结果，才有它的意义。这是因为被测对象的各种数据的量纲与 A/D 转换的输入值是不一样的。例如温度的单位为℃，压力的单位为 Pa，流量的单位为 m^3/h 等。这些参量经传感器和 A/D 转换后得到一系列的数码，这些数码并不等于原来带有量纲的参数值，故必须把它转换成带有量纲的数值后才能运算和显示，这种转换称为标度变换。如图 5.1 所示。



图 5.1 测量通道简化框图

一般来说，标度变换的类型和方法应根据传感器的传输特性和仪表的功能要求来确定，常见的有硬件实现法、软件实现法等。测量结果的显示有模拟和数字两种形式，无论是模拟显示还是数字显示，在测量通道中被测量都经历了多次转换，即多次量纲变化。

阅读材料 5－1

标度变换

所谓“标度变换”是指放大或缩小。如果一件事物放大或缩小后不发生改变，我们就说它具有标度变换不变性。海洋中有一种动物叫鹦鹉螺，它的美丽的外壳上有一条曲线，叫对数螺线，其极坐标方程为 $r=ae^{\theta}$，这种曲线就具有标度变换不变性。平面几何中的角度和立体几何中的立体角也都具有标度变换不变性。

对于空间图形，如果把它放大或缩小，它的有些性质，如形状等不变，我们就说它的这些性质具有标度变换不变性。例如一棱长为 a 的立方体的体积 $V=a^3$，把它放大或缩小后其体积公式不变，我们说它的体积公式具有标度变换不变性。利用这个性质，可以很方便地求解许多数学和物理上的问题。

……

有时利用标度变换不变性能避开像积分等这样烦琐的数学运算，方便地求解问题。当然，标度变换不变性还应具有更广泛的意义，人们通常处理一些问题时，已自觉或不自觉地利用了标度变换的性质来分析问题和解决问题。例如引力常数对大质量物体或小质量物体都是一样的，从这个意义上说它具有标度变换不变性。如果我们能在分析一些具体问题时，有意识地去运用它，对提高我们解决问题的能力将是大有裨益的。

资料来源：张庆国，尤景汉．标度变换．工科物理，1999，9(4).

5.1.1 硬件实现法

硬件实现法在智能仪表测量信号的标度变换中较为常见，通常采用的办法是利用精密

电位器来调整前向通道某一放大器的放大倍数。其实现的优点是简单、直观。其缺点是增加硬件费用，占用电路板面积，被标度变换的信号不很准确，阻值受温度、湿度等环境的变化而漂移，使用上有很大的局限性。根据测量结果的不同，可分为模拟显示和数字显示两种形式。

1. 模拟显示的标度变换

模拟显示的结构如图 5.2 所示，其中(a)、(b)分别表示非微机化普通电测仪器仪表和微机化测控系统的情况。

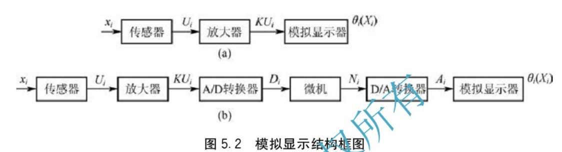


图 5.2　模拟显示结构框图

常见的模拟显示器是模拟表头(如 mA、mV 表等)，表头指针偏转角 θ 与被测量 x 成对应关系，即

$$\theta = f(x)$$

只要将表头的刻度改换成被测量刻度就可实现标度变换。通常的做法是在规定条件下依次给仪器施加标准输入量 x_1，x_2，…，x_n，在表头指针偏转 θ_1，θ_2，…，θ_n 所指示刻度盘处各刻一刻线，并在刻线处依次标出 x_1，x_2，…，x_n 的值，见表 5-1。

表 5-1　标准输入与模拟表头的刻度线标定

标准输入量	x_{min}	x_1	x_2	…	x_n	x_{max}
表头偏转角	θ_{min}	θ_1	θ_2	…	θ_n	θ_{max}
标定线刻度	x_{min}	x_1	x_2	…	x_n	x_{max}

这样，当指针偏转到 θ_i 处或其附近时，操作员便可从指针所指处读到被测量的值为 x_i。普通万用表上电阻、电流和电压刻度就是这种标度变换的典型实例。

(1) 线性刻度。如果图 5.2(a)所示模拟测量通道中不包含任何非线性环节，那么表头指针的偏转角 θ 也就与被测量 x 呈线性关系，刻度盘的刻度也就可采用线性均匀刻度，这样不仅读数很方便而且读数误差也比较小。

(2) 非线性刻度。很多传感器的输入/输出特性都不是线性的，如果测量通道中不采取相应的非线性校正措施，那么指针的偏转角与被测量 x 也就不成线性关系。在这种情况下，表头的刻度也就必须采用相应的非线性刻度。这样读数既不习惯也不方便，还容易产生较大的读数误差。为了在传感器存在非线性情况下，刻度盘仍采用线性刻度，就必须增设非线性校正电路。

【例 5.1】 图 5.3 所示为一个流量测量仪表，采用差压式流量传感器，差压 ΔP 与流量 Q^2 成正比，后接差压变送器，差压变送器输出 A 与差压 ΔP 成正比，最后接模拟显示仪表，指针偏转 θ 与模拟输入量 A 成正比。

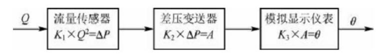


图 5.3 流量测量仪表框图

于是有

$$\theta = K_3 A = K_3(K_2 \Delta P) = K_3(K_2 K_1 Q^2) = K_3 K_2 K_1 Q^2 \tag{5-1}$$

可见，指针偏角 θ 与流量 Q 呈非线性关系。

如图 5.4 所示，如果在模拟显示仪表与差压变送器之间增设一个开方器，则有：

$$\theta = K_3 \sqrt{A} = K_3 \sqrt{K_2 \Delta P} = K_3 \sqrt{K_2 K_1 Q^2} = QK_3 \sqrt{K_2 K_1} \tag{5-2}$$

图 5.4 流量测量仪表增加开方器框图

可见，增设开方器后，指针偏角 θ 便与流量 Q 呈线性关系，该流量仪表就可采用线性刻度了。

2. 数字显示的标度变换

图 5.5 所示为测控通道的数字显示结构形式，其中(a)、(b)分别表示非微机化普通电测仪器仪表和微机化测控系统的情况。

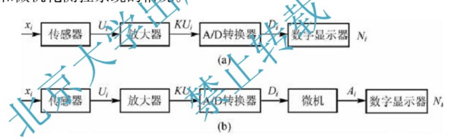


图 5.5 数字显示结构框图

由图 5.5 所示，被测量 x_i 经放大、A/D 转换后的数值为 D_i，最后显示数值为 N_i，但一般情况下 $N_i \neq D_i$。例如，被测温度为 300℃，经热电偶转换成热电势，再经放大和 A/D 转换得到的数字为 25，这个 A/D 转换结果 25 虽然与温度 300℃是对应的，但数字上并不是相等的。因此，不能当作温度值去显示或打印，必须把 A/D 转换结果 25 变换成供显示或打印的温度值 300，这个变换就是数字显示的标度变换。

1) 线性通道的标度变换

数字测量通道中，通常数字显示器显示的数值 N_i 及 A/D 转换的结果 D_i 与被测量 x_i 存在如下关系：

$$\mathrm{N}_i = \frac{x_i}{x_0} \tag{5-3}$$

$$D_i = \frac{KU_i}{q} = \frac{KU_i}{E/D_{\mathrm{FS}}} = \frac{KSx_i}{E/D_{\mathrm{FS}}} = \frac{KSx_0 N_i}{E/D_{\mathrm{FS}}} \tag{5-4}$$

式中，x_0 为被测对象的测量单位(如温度的单位为℃，质量的单位为 kg 等)；S 为传感器灵敏度(即被测量转换成电压的转换系数)；E 为 A/D 转换器满量程输入电压；D_{FS} 为 A/D

转换器满量程输出数字。

若要将 A/D 转换结果作为被测量的数值去显示或打印，只需使 A/D 转换结果 D_i 与被测量 x_i 的数值 N_i 相等，即 $D_i = N_i$，则

$$\frac{KSx_0}{E/D_{FS}} = 1 \tag{5-5}$$

通常适当选择和调整放大器增益 K，当然也可调整传感器灵敏度 S(如调整应变电桥的供桥电压)或调整 A/D 转换器基准电压 E 来使式(5-5)的条件得到满足。上述办法都比较简单，一般通过调整线性电位器就可实现。

【例 5.2】 图 5.6 为采用悬臂梁式称重传感器、测量放大器、3 $\frac{1}{2}$ 位双积分型 A/D 转换器 MC14433、8031 单片机、LED 显示器组成的电子秤电路的简化框图，贴在悬臂梁上的应变片接成四臂电桥。请说明应变电桥与 A/D 转换器共用电源有什么好处？假设图中 E=2V，质量为 0 和 30kg 时，应变电桥输出电压分别为 0 和 10mV，为保证 A/D 转换器直接输出质量数，图中测量放大器的增益应调整为多少？

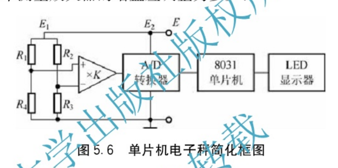


图 5.6　单片机电子秤简化框图

解：悬臂梁式称重传感器的应变片电阻为 $R_1 = R_3 = R + \Delta R$，$R_2 = R_4 = R - \Delta R$，应变片的电阻相对变化与被测质量 x 成正比，即 $\frac{\Delta R}{R} = K_0 x$，应变电桥输出电压为

$$U_i = E_1 \times \frac{\Delta R}{R} = E_1 K_0 x = E_1 K_0 x_0 N_i \tag{5-6}$$

此电压被测量放大器放大 K 倍后，由 A/D 转换器转换成数字：

$$D_i = \frac{U_i K}{E_2/D_{FS}} = \frac{E_1}{E_2} \times K_0 K D_{FS} \times x_0 \times N_i \tag{5-7}$$

由式(5-7)可见，如果应变电桥与 A/D 转换器各用一个电源，则不仅多用一个电源，而且还要求两个电源的电压都必须是恒定不变的。因为电源电压的波动将使测量结果发生变化。如果应变电桥与 A/D 转换器共用一个电源($E_1 = E_2 = E$)，则不仅少用一个电源，而且式(5-7)变为

$$D_i = K_0 K D_{FS} \times x_0 \times N_i \tag{5-8}$$

可见，A/D 转换结果与电源电压无关，即消除了电源电压波动对测量结果的影响。

为了采用硬件方法实现标度变换，即使 $D_i = N_i$，由式(5-7)可得测量放大器增益 K 为

$$K = \frac{E_2}{D_{FS} E_1 K_0 \cdot x_0} = \frac{E_2}{D_{FS} S \cdot x_0} \tag{5-9}$$

由题知，称重传感器的灵敏度为

$$S = E_1 K_0 = \frac{U_i}{X} = \frac{10\text{mV}}{30\text{kg}}$$

MC14433 的满量程输出数字 $D_{FS}=1999\approx2000$，满量程输入电压 $E_2=2\text{V}$，要求 A/D 转换器直接输出质量数，即 $x_0=1\text{kg}$，这些参数连同上式代入式(5-9)，得

$$K=\frac{2000\text{mV}}{2000\times\dfrac{10\text{mV}}{30\text{kg}}\times1\text{kg}}=3$$

2）非线性通道的标度变换

如前所述，很多传感器的输入/输出特性都是非线性的，在这种情况下测量通道的 A/D 转换结果 D_i 与被测量 x_i 也就不呈线性关系，因此就不能再用上述线性通道的标度变换方法。通常采用以下两种方法：

（1）模拟线性校正电路法。一般在测量通道的非线性环节之后、A/D 转换器之前，串联一个“模拟线性校正电路”，将该校正电路的输入/输出特性曲线与非线性环节的输入/输出特性曲线成反函数关系，就可使 A/D 转换结果与被测量呈线性关系，这样也可按照线性通道的标度变换方法进行标度变换了。正如图 5.4 中增加开方器来实现 A/D 转换结果与被测流量呈线性关系。

（2）查表法。在测量通道的 A/D 转换器之后增设 EPROM 线性化器，如图 5.7 所示。首先通过校准实验获得每个标准输入 x_i 产生的 A/D 转换数据 D_i，把标准输入值 N_i 写入以 D_i 为地址的 EPROM 存储单元中，实际测量时，就能以 D_i 作为访问地址从 EPROM 的该地址存储单元中读出与 D_i 相对应的 N_i 值。这种标度变换方案的优点是变换速度快；缺点是需要标准数据太多，因为以一个 n 位的二进制 A/D 转换数据 D_i 作为地址能访问的存储单元有 2^n 个，这就需要获得和存储 2^n 个校准实验数据。



图 5.7 EPROM 线性化器

总之，用硬件实现标度变换的优点是实时性强，缺点是增加了硬件开销。在一般的不要求进行适时控制的检测系统中，只要时间允许，应尽可能采用软件方法进行标度变换和非线性校正，这样可大大节省硬件开销，而且手段灵活，不同参量的标度变换只需调用不同的变换软件或参数即可。

5.1.2 软件实现法

软件实现法在智能仪表测量信号的标度变换中最为常见，它实现灵活，适用性广，能克服硬件实现标度变换的局限性。其实现的办法一般是借助于数学解析表达式来编写程序，从而达到变换定标的目的。标度变换分为两种情况：一种是线性标度变换，针对传感器的输出与被测参量之间呈线性关系的情况；另一种是非线性标度变换，针对传感器的输出与被测参量之间呈非线性标度变换的情况。

1. 线性通道的标度变换

如图 5.8 所示，这种标度变换的前提是被测量的值 N_i 与 A/D 转换结果 D_i 呈线性关系，是最常用的变换方法。它的变换公式如下：

$$N_i=N_L+(D_i-D_L)\frac{N_H-N_L}{D_H-D_L}\tag{5-10}$$



式中，N_H、N_L分别为线性测量范围的上、下限；D_H、D_L分别为 N_H、N_L对应的 A/D 转换结果；D_i为与被测量 N_i对应的 A/D 转换结果。

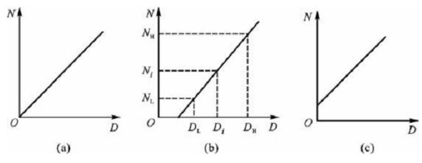


图 5.8　线性通道的标度变换曲线

通常在仪器的校准实验中，给仪器输入两个标准的被测量 $x_H = x_0 N_H$ 和 $x_L = x_0 N_L$，记下对应的 A/D 转换结果 D_H和 D_L，把这两对校准实验数据(N_H，D_H)、(N_L，D_L)存在内存中。当 A/D 转换结果 D_i须进行标度变换时，只需按式(5-10)编写程序并读取内存中的参数(N_H，D_H)、(N_L，D_L)，就可由 A/D 转换结果 D_i计算出被测量的数值 N_i。计算出这个数值 N_i后，再由微机送去显示或打印。

【例 5.3】 某微机化温度测量仪表的量程为 100～900℃，利用单片机 8031 和 ADC0809 进行 A/D 转换。在某一时刻计算机采样并经过数字滤波后的数字量为 0CDH，求此时对应的温度值是多少(设仪表的量程是线性的)？

解： ADC0809 是 8 位 A/D 转换器，最大输出数字式 $2^8 - 1 = 255$。由题意可知，仪表量程为 100～900℃，对应的 A/D 转换数字为 0～255，即 $N_L = 100$℃对应 $D_L = 0$；$N_H = 900$℃对应 $D_H = 255$。计算机采样并经过数字滤波后的数字量为 $D_i = 0\text{CDH} = 205$，代入式(5-10)计算得此时对应的温度为

$$N_i = N_L + (D_i - D_L)\frac{N_H - N_L}{D_H - D_L} = 100℃ + 205 \times \frac{900 - 100}{255 - 0}℃ \approx 743.1℃$$

2. 非线性通道的标度变换

如前所述的很多传感器的输入/输出特性都是非线性的，在这种情况下测量通道的 A/D 转换结果 D_i与被测量 x_i也就不呈线性关系，因此就不能再用上述线性通道的标度变换方法。

(1) 非线性函数关系式算法。有些传感器传输特性与参数测量值不是线性关系，它们有着由传感器和测量方法决定的函数关系，并且这些函数关系可以用解析式表示，此时的标度变换则可根据解析表达式计算。如例 5－1 差压式流量测量通道中，若不增设开方器，直接进行 A/D 转换，则转换结果 D_i将与被测流量 Q_i的平方成正比，即

$$D_i = KQ_i^2 \tag{5-11}$$

设流量测量上、下限分别为 Q_H、Q_L，对应的 A/D 转换结果为 D_H、D_L，代入式(5-11)可得，从 A/D 转换结果 D_i计算被测流量 Q_i的公式为

$$Q_i = Q_L + (Q_H - Q_L)\frac{\sqrt{D_i} - \sqrt{D_L}}{\sqrt{D_H} - \sqrt{D_L}} \tag{5-12}$$

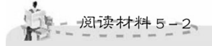
按照式(5-12)编写出计算机程序，运行这一程序，就可由 A/D 转换结果 D_i计算被测流量 Q_i。

(2) 非线性校正算法。在更多的实际测量中，有些非线性测量通道的 A/D 转换结果

D_i与被测量N_i难以用明确数学公式表示，这时常采用非线性校正软件算法来处理，这将在5.4节进行专门讨论。

5.1.3 量程自动切换

量程是指检测系统测量上限和测量下限的代数差。为了扩大测量范围并保持一定的测量精度，一般微机化测控系统大多设置多个量程。量程自动切换能够使测量过程自动迅速地选择在最佳量程上，这样既能防止数据溢出和系统过载，又能防止读数精度损失，是实现自动测量的重要组成部分。



一种量程自动切换数字电压表的设计

数字电压表简称DVM，是采用数字化测量技术，把连续的模拟量转换成不连续的、离散的数字形式并加以显示的仪表。与传统的模拟式仪表比较，具有显示清晰直观、读数准确、测量范围宽、扩展功能强等优点，适用于教学实验演示及测控设备仪表等多种场合。

1. 电路组成及工作原理

本设计以单片机作为电路的核心部件，采用软件编程和硬件相结合的方式设计了一种量程可以自动切换且具有高清晰度显示的数字式直流电压表。其硬件电路简单，主要用软件编程的方式检测输入信号的大小来实现数字电压表的量程自动切换功能，在硬件电路上通过发光二极管来显示被测电压所选择的挡位。输入的模拟电压通过A/D转换模块将其转换成数字电压，再通过软件编程的方式使其在LED数码显示器上显示出来，实现了数字电压表的数字显示功能。

电路的组成框图如图5.9所示，电路主要有挡位自动切换电路、A/D转换电路、显示电路与单片机及其外围电路组成。

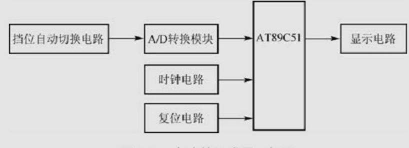


图5.9 电路的组成原理框图

2. 挡位自动切换电路

利用电压衰减器、继电器与单片机软件编程相结合来实现电路的挡位自动切换功能。该电路主要有四个挡位，它们分别是2.5V、5.0V、10.0V和20.0V挡。为了计算方便，本设计中A/D转换模块的V_{REF}设定为2.55V，因此为了检测大于2.55V的直流电压，必须在输入端引入电压衰减器，将输入电压信号变换到0～2.55V之间，通过软件判断挡位，在自动切换挡位后将A/D转换模块得到的数值放大相同的倍数在LED数

码显示器上通过动态扫描的方式显示出来。电压衰减器的设计方案有两种，一种是用精密电阻构成的分压器，电路如图5.10(a)所示；另一种是利用多个电位器并联，调节各个电位器而得到衰减电压，再通过电位器的中间抽头输出衰减后的电压值，电路如图5.10(b)所示，该衰减器避免了前一种衰减器由于电阻精密性不高而引入的测量误差，因此，本电路设计选择图5.10(b)所示的电压衰减器。当被测电压 V_x 在0～20V范围内变化时，经过电压衰减器均可以把它转换为0～2.55V之间作为A/D转换电路的输入电压，再通过单片机编程来实现挡位的切换。

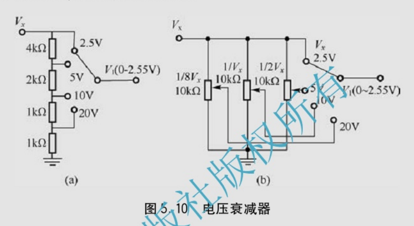


图5.10 电压衰减器

3. 挡位自动切换子程序

挡位自动切换子程序的软件流程图如图5.11所示，该程序的设计主要通过对A/D转换模块转换得到的数据和该挡位的数据进行比较进行挡位的选择，再通过计算将十六进制数转换为十进制数，存储在50H～53H四个单元中，然后再通过调用送显子程序将其在数码显示器上显示出来。

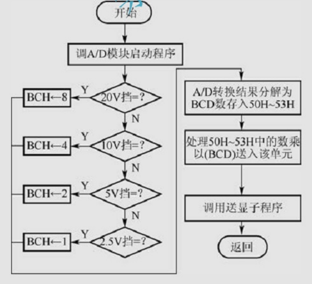


图5.11 挡位自动切换子程序

利用单片机编程控制数字电压表的量程自动切换和显示功能，不仅使整个硬件电路的设计使用的元器件数量减少，而且调节起来也较为方便，整个系统性能也更加稳定。

实验结果表明，该数字电压表实现了量程自动切换功能和高清晰度数字显示功能，且性价比较高，有较强的适用性。它是0～+20V的单量程数字电压表，在此基础上还可以进一步的扩展，让电路具有更好更强大的功能。例如，利用电压衰减器还可以实现更多挡位的量程自动切换功能，配上高压探头还可测上万伏的高压，在电压输入端加反向器即可实现负电压的测量。为提高测量精度还可在A/D转换电路部分采用12位或24位A/D转换器件。

资料来源：贾培军，董军堂．一种量程自动切换数字电压表的设计．山西电子技术，2007，6.

1. 量程切换的依据

如图5.12所示，被测量为x_i，传感器灵敏度为S，从传感器到A/D转换器间信号输入通道的总增益为K，A/D转换器满度输入电压为E，量化最大绝对误差为q，满度输出数字为D_{FS}，则可得到D_i及系统的读数精度δ_x分别为

$$D_x=\frac{U_x}{q}=\frac{xSK}{E/D_{FS}}$$
$$\delta_x=\frac{q}{U_x}=\frac{1}{D_x}=\frac{E/D_{FS}}{xSK} \tag{5-13}$$

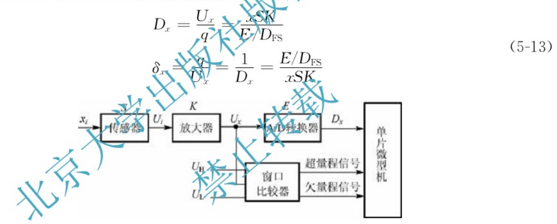


图5.12 量程自动切换原理框图

当系统的最低精度要求为δ_0，若系统的精度读数δ_x高于δ_0，即$\delta_x>\delta_0$时，则为欠量程，此时有

$$D_x<1/\delta_0 \quad 或 \quad \frac{E}{\delta_0 D_{FS}}>U_x \tag{5-14}$$

为了判别是否工作在“最佳量程”，是否需要切换量程和怎样切换量程，就需要先进行逻辑判断。逻辑判断的方法有两种：模拟比较和数字比较，判断的依据见表5-2。

表5-2 量程自动切换的依据

条件类别	欠量程	最佳量程	超量程
模拟比较	$U_x<\frac{E}{\delta_0 D_{FS}}$	$\frac{E}{\delta_0 D_{FS}}<U_x<E$	$U_x>E$
数字比较	$D_x<1/\delta_0$	$1/\delta_0<D_x<D_{FS}$	$D_x>D_{FS}$

(1) 模拟比较。依据表5-2，在图5.12中设置一个窗口比较器，其窗口比较阈值高、低电平分别为U_H和U_L，必须满足：$U_H<E$，$U_L>\frac{E}{\delta_0 D_{FS}}$。在实际工作中，一般都习

惯用十进制数表示，量程也多以十倍率递进。为避免噪声干扰影响比较结果的稳定，窗口比较阈值高、低电平U_H和U_L分别为

$$U_H = 0.95E,\ U_L = U_H/10 \tag{5-15}$$

若$U_x > U_H$，则窗口比较器发出“过量程”信号；若$U_x < U_L$，则窗口比较器发出“欠量程”信号。

微机只需读取窗口比较器给出的比较结果就可判断是否需要切换量程。

(2) 数字比较。为判断是否需要切换量程，也可以由微机将A/D转换结果D_x与D_{FS}和$1/\delta_0$进行数字比较。通常简便的办法是读取二进制数码D_x的高2位或高3位，若都为1，则过量程；若都为0，则欠量程。很多A/D转换器自身就有这种判别功能，并有专门的过量程和欠量程指示信号，微机只需读取这些指示信号就可以判定是否需要切换量程。

2. 量程切换的方法

由图5.12可知$U_x = xSK$，则根据表5-2可知

$$x_{max} = \frac{U_{max}}{SK} = \frac{E}{SK} \tag{5-16}$$

由式(5-16)可见，要改变量程值，可以通过改变E、S、K三种方法，常改变总增益K。如图5.13所示，其主要通过由多路开关MUX和放大器A构成的数控放大器(程控放大器或瞬时浮点放大器)来实现。如果信号很强，也可设置由多路开关MUX和电阻分压网络构成的程控衰减器。

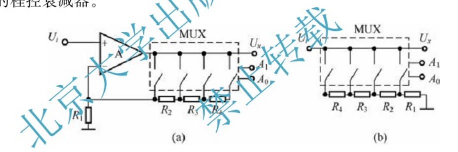


图5.13 程控放大器和程控衰减器

微机根据窗口比较器的比较结果或数字比较结果来控制程控增益放大器或程控衰减器中MUX的动作，以改变总增益K，从而实现量程切换。若量程以十倍率递进，则总增益K也应以十倍率递进。例如图5.13中，微机通道发出两位控制码A_1A_0就可实现×1，×10，×100，×1000或×1，×1/10，×1/100，×1/1000四个量程的切换，MUX为量程切换开关。

5.2 测控系统的误差

测量是在一定的物质基础上进行的，尽管被测量在理论上存在真值，但由于测量仪器的限制及人们对客观事物认识的局限性，被测量的真值实际上很难测得，测量结果与其真值之间的差便形成了测量误差，测量误差是不可避免的。为了使测量结果具有使用价值，必须研究测量误差的来源、性质、表达方式等，并对之进行分析和处理。



数据采集设备中的测量误差问题

目前，精密现代测量很多都采用数字方式，数字本身的离散特性决定了在数据采集过程中存在一种模拟测量所没有的量化误差，但除了量化误差外还有多种其他因素导致测量不准确，在设计或应用这类系统时必须对此有清楚的认识。本文介绍几种误差产生的原因与纠正方法，可供中国测试工程师们在实际工作中参考。

我们的日常工作经常要从显示屏幕上读取测量数据，如汽车仪表盘上用数字表示的速度、实验室温度，或者是示波器上所显示的读数。尽管我们很相信这些测量数据，但它们绝对不是百分之百准确的，汽车速度计上所显示的速度很容易出现几千米/小时的误差，温度测试也可能会相差好几摄氏度。速度计上的小小误差还不是什么大问题，但当我们建立一个专业的测量和数据采集系统时，认识可能存在的最大误差是非常重要的。

任何数字测量系统都存在一个局限，即代表实际测量值的数字是有限的，其最大数量由所使用的位数决定。例如，一个8位二进制数有$2^8=256$个可能值，如果某个速度计使用8位来表示0～255km/h范围的速度，则速度值将以1km/h的间隔进行显示，因此驾驶员总会有约0.5km/h的误差，这类误差称为量化误差。如果速度范围是0～127km/h，那么这256个可能值就被挤入一个更小的空间，误差也相应减小了一半。

认为量化误差是仅有的测量误差是一个危险的错误，但也是一个常见错误。各类测量设备包括数据采集产品的产品资料和目录中一般关注几个指标：分辨率、测量范围、采样率和带宽，其中分辨率就是用来代表信号实际值的二进制数字的长度，一般从8位到24位，它只会影响量化误差。

多功能数据采集板分辨率一般为12位和16位，量化误差仅占整个测量误差的很小一部分，其他还包括非线性误差、系统噪声和温度漂移误差，这些都可能对结果造成很大影响，具体要看板的设计和应用条件。

非线性误差和量化有关。如上所述，量化误差与数据采集板有效范围除以代表测量值的二进制数可能状态数的结果成正比，等于相邻测量值间隔的一半。在实际设备中，离散的各值之间距离并不总是相同的，这种现象造成了非线性误差。非线性误差非常难于校正，因为它要求对高精度信号源进行多次测量才能完成。对线性误差校正则比较容易，线性误差包括增益和偏移误差，两个都可以很简单地凭借$y=mx+b$等式纠正，对一个高精度信号或已知信号源进行一次测量足以修正线性误差。大多插入式数据采集板都能提供这种信号以修正线性误差，信号源的质量和纠正难易程度因不同供应商而有所不同。

系统噪声造成信号实际值出现随机偏差，噪声类型和大小导致不同的测量误差。开关电源、发热以及其他板上信号源引起的噪声等一般都可以归入系统噪声，有些信号源在技术上还会产生非随机测量误差。根据电路板的设计和具体情况，系统噪声有时候可以改善测量的精度。

数据采集板实际上可以凭借一种称为抖动的技术提高分辨率，使其超出规定的指标。抖动有时由软件命令控制，该技术将一个均方根振幅差不多等同于量化误差的高斯噪声叠加到信号上，因为噪声是随机的，软件可以在对测量结果取平均值时用取平均的方法将采集板规定指标放大，从而使测试结果更加准确，使用抖动技术时一个 12 位采集板可以达到 14 位分辨率。你也可在高速应用中关闭抖动功能，这样就不用取平均值。16 位数据采集板在设计正确时实际可以执行 18 位分辨率而无需抖动，通常 16 位板上的自然系统噪声情况比较好，可返回多个测量值取平均。

另一个经常被忽略的是温度漂移误差，计算机或台式测量仪器的温度都会发生变动，计算机系统中的数据采集板一般工作在 0～55℃温度范围，定制的电阻网络和高精度元件可以帮助把温度漂移维持在 6×10^{-6}/℃以内。另外，数据采集板常常会调用一个自校正函数，将温度漂移维持在更低的水平(约 0.6×10^{-6}/℃)。有些板上有温度传感器测量环境温度，可用编程的方法用一个简单的函数调用从该传感器获取信息，确保元件在规定的范围内工作。

完全精确的计算是非常乏味和令人头疼的，但是对整体精确性做更进一步了解则用不着这样费劲。遗憾的是，数据采集板还没有表明整体精确性的一个通用标准，实践中供应商各用不同的方法来说明精度，在极端的情况下，使用同一术语的两个供应商描述的可能是不同的精度度量标准，如他们的“绝对精度”可能就是从不同的等式中得到的。

将几个主要误差源产生的误差作一个简单相加通常足以反映系统总体测量误差，大部分数据采集板的手册都会给出这些参数，但其中所用的术语和单位可能不尽相同。开发测试系统的最好方法是首先写下误差的最大值，即测量可允许误差，然后选择一些具有软件和技术支持以便能很快开发出测量系统的数据采集板，最后仔细阅读手册确保这些板达到精度要求。一个简单的通用原则是 16 位板大约比 12 位板精确 10 倍。数据采集板具有多种不同的总线，包括 PXI、USB 和 PCI，它们各有不同的特点，一旦精度指标确定以后，剩下的选择最佳数据采集板的工作就变得相对容易了。

资料来源：http：//www.eet-china.com/ART _ 8800559197 _ 480501 _ TA _ 61b0d35a.HTM.

5.2.1 误差的基本概念

测量误差可以利用绝对误差、相对误差来表示。

1. 绝对误差

在测量中，人们总是力求得到被测量的真实值(真值)。但是，只有极少数简单的情况下，测量才能做到准确无误。测量和实验所得的数值与真值之间总会存在一定的差异。

绝对误差就是指实际测得值 x 与被测量的(约定)真值 x_0之差，即绝对误差 Δx 为

$$\Delta x = x - x_0 \tag{5-17}$$

必须指出，真值 x_0是指研究某量时在所处条件下完善地确定的量值，一般不可能准确知道，真值只是一个理想的概念。通常从高一级的计量机构获得向下传递的量值或者利用某一被测量的多次测量的平均值作为约定真值 $\bar{x}$。

在实际应用中，常用约定真值或相对真值替代真值 x_0。此时，绝对误差可表示为 $\Delta x = x - \bar{x}$。绝对误差是一个有符号、大小、量纲的物理量，一般适用于标准量具或标准仪表的校对。

2. 相对误差

绝对误差不能确切地反映出测量的准确程度。例如，在测 1m 长的工件与测 10mm 长的工件时，即使两者的绝对误差同是 1μm，也不能以为两者的测量精度是一样的。因此，在比较两个数量级的测量精度时，还需要用到相对误差的概念，即通过绝对误差与真值之比来表示测量误差的大小。相对误差 δ 常以百分数来表示，记为

$$\delta = \frac{\Delta x}{x_0} \times 100\% \tag{5-18}$$

为了计算方便，也常用测量值 x 代替真值 x_0。于是 $\delta = \frac{\Delta x}{x} \times 100\%$。

前面提到的长度为 1m 与 10mm 的工件，绝对误差同是 1μm，而它们的相对误差分别是 10^{-6} 与 10^{-4}。显然，前者的测量，其相对精度更高。

相对误差只有大小和符号，而无量纲，常用于衡量测量的准确程度，相对误差越小，测量准确度越高。

5.2.2 误差的分类

根据误差的基本性质和特点，通常将误差分为随机误差、系统误差和粗大误差三类。

1. 随机误差

在同一的测量条件下重复测量多次，测量误差的大小和正负符号以不可预知的方式变化，这种误差称为随机误差。随机误差的数字特征主要为算术平均值和标准差，前者通常是随机误差的分布中心，后者则是分散性指标。

就个体而言，随机误差没有任何规律性，但在一定的测量条件下重复测量多次，其测量的结果在总体上却具有统计学意义上的规律性，如服从正态分布、均匀分布等。这样采用概率统计的方法处理，就可获得可靠的测量结果。随机误差主要表现在误差出现的随机性和抵偿性，往往是由许多未被掌握或不便控制的微小因素综合作用造成的。

2. 系统误差

在同一测量条件下，多次重复测量同一量值时，测量误差的绝对值和正负符号都保持不变，或在测量条件改变时按一定规律变化的误差，称为系统误差。在实际应用中，系统误差可表述为：在重复条件下，对同一物理量无限多次测量结果的平均值减去该被测量的真值，即 $\delta = \bar{x} - x_0$。因此，系统误差不具有抵偿性，其为固定的或服从某种规律性，从广义上讲，系统误差即是服从某一确定规律变化的误差。

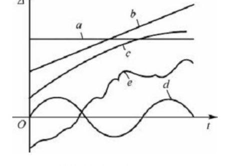


图 5.14 系统误差

根据系统误差在测量过程中所具有的不同变化特性，将系统误差分为恒定系统误差和可变系统误差两大类。如图 5.14 所示，各种系统误差 Δ 随测量过程 t 变化

而表现出不同特征。

(1) 恒定(定值)系统误差：在整个测量过程中，误差的大小和符号始终是不变的，如图 5.14 中曲线 a 为不变的系统误差。

(2) 变化系统误差：在整个测量过程中，误差的大小和方向随测试的某一个或某几个因素按确定的函数规律而变化。其种类较多，又可分为以下几种：

① 线性变化的系统误差：在整个测量过程中，系统误差随某种因素线性递增或递减的。图 5.14 中曲线 b 为线性变化的系统误差，曲线 c 为非线性变化的系统误差。

② 周期变化的系统误差：在整个测量过程中，系统误差随某因素做周期变化。图 5.14 中曲线 d 为周期性变化的系统误差。

③ 复杂规律变化的系统误差：在整个测量过程中，误差随某因素变化按确定的更为复杂的规律变化。图 5.14 中曲线 e 为复杂规律变化的系统误差。

3. 粗大误差

粗大误差简称粗差，又称为疏忽误差或过失误差，是指明显偏离了被测量真值的误差。例如，读数、记录、计算等存在明显性过错，显著地歪曲了测量结果。粗差通常在数值上明显超过同一条件下的系统误差或随机误差，其可能由某些突发性的异常因素，以及在测量进行过程中受到较大的突然冲击、震动和干扰的影响等引起。在实际应用中，应当按一定的准则判定，将含有粗大误差的数据予以剔除。

值得注意的是，三类误差的定义是科学而严谨的，但在工程实践中，对误差的划分是人为的、有条件的。三类误差之间的关系是辩证统一的，在一定条件下它们的性质可以相互转化。例如，随着人们对误差源本质认识的加深，有可能把以往归为随机误差的误差源明确为系统误差；对于规律性过于复杂、人们认识不足的误差源，也常把它们视为随机误差。

5.2.3 误差的来源

为了减少测控系统的误差，提高测控精度，需要对测控系统误差进行分析和计算。由于各种因素都可能引起误差，不可能、也没有必要将所有因素及其引起的误差逐一计算，但可以着重分析引起误差的主要因素。测控系统常见的误差源主要包括以下几个方面：

(1) 测量设备误差：测量装置设计的工作原理、制造以及安装、调整运转等因素所引入的误差。例如，元器件的老化、磨损等，产生这类误差的因素极多，影响复杂。通常应选用精度较高的装置。

(2) 测量环境误差：由于测量所处的环境条件，包括温度、湿度、气压、振动、电磁干扰、灰尘等外界因素的变动或偏离额定值，也将引起附加误差。

(3) 测量方法误差：所依据的理论不严密或选用测量方法不完善所引起的测量误差。例如，测量原理上采用简化数学模型、近似的计算公式，再如绝缘漏电、导线电阻等将引起的误差，均可认为是方法误差。

(4) 测量人员误差：测量人员的测量习惯、技术熟练程度、生理感官、心理因素及工作责任心等引起的误差。在实际的测量中，测量人员应努力掌握测量装置的性能，精心操作，正确处理测量结果。

总之，以上各方面的误差来源，在测量中都应予以考虑。在误差因素多的情况下，应具体情况具体分析，抓住主要因素，避免重复、遗漏和混入不应有的成分。

5.3 信号去误差处理

在测控系统的测控通道中总难免窜入这样或那样的随机干扰，从而使 A/D 转换器送入微机的数据中存在误差。为提高系统的精度，必须对信号进行必要的去误差处理，包括对信号进行统计分析、去干扰、消除零位误差、剔除异常数据、插值、拟合等处理方法。

5.3.1 随机误差的处理

当对同一量值进行多次等精度的重复测量时，得到一系列不同的测量值(常称为测量列)，每个测量值都含有误差，这些误差的出现并没有确定的规律，由于其受很多暂时未能掌握或者不便掌握的微小因素所影响，前一个误差出现后，不能预测下一个误差的大小和方向。但就误差的总体而言，却具有统计规律性，即其分布可以是正态分布，也有非正态分布，而多数随机误差都服从正态分布。一般具有以下特征：

(1) 对称性：绝对值相等的正误差与负误差出现的次数相等。

(2) 单峰性：绝对值小的误差比绝对值大的误差出现的次数多。

(3) 有界性：在一定测量条件下，随机误差的绝对值不会超过一定界限。

(4) 补偿性：随着测量次数的增加，随机误差的算术平均值趋向于零。

最后一个特征可由第一个特征推导出来，因为绝对值相等的正误差和负误差之和可以互相抵消。对于有限次测量，随机误差的算术平均值是一个有限小的值，而当测量次数无限增大时，它趋向于零。

对某量进行一系列等精度测量时，由于存在随机误差，因此其获得的测量值不完全相同，此时应以算术平均值作为最后的测量结果。

设 $x_1, x_2, \cdots, x_n$ 为 n 次测量所得的值，则算术平均值为

$$\bar{x} = \frac{x_1 + x_2 + \cdots + x_n}{n} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} x_i \tag{5-19}$$

下面来证明当测量次数无限增加时，算术平均值必然趋近于真值 x_0。

设 $\delta_i = x_i - x_0$，所以有

$$\delta_1 + \delta_2 + \cdots + \delta_n = (x_1 + x_2 + \cdots + x_n) - nx_0$$

即

$$\sum_{i=1}^{n}\delta_i = \sum_{i=1}^{n} x_i - nx_0$$

所以

$$x_0 = \frac{\sum_{i=1}^{n} x_i}{n} - \frac{\sum_{i=1}^{n}\delta_i}{n}$$

由前面正态分布随机误差的第四特征可知，$\lim\limits_{n\to\infty}\frac{\sum_{i=1}^{n}\delta_i}{n} \to 0$，因此 $\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^{n} x_i}{n} \to x_0$。

一般情况下，被测量的真值为未知，随机误差不易求得，这时可用算术平均值代替被测量的真值进行计算。此时的随机误差称为残余误差，简称残差，即

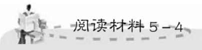
$$v_i = x_i - \bar{x} \tag{5-20}$$

此时可用更简便算法来求算术平均值。任选一个接近所有测得值的数 x_0 作为参考值，计算每个测得值 x_i 与 x_0 的差值，即 $\Delta x_i = x_i - x_0 (i = 1, 2, \cdots, n)$

$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^{n} x_i}{n} = \frac{\sum_{i=1}^{n}(x_0 + \Delta x_i)}{n} = \frac{\sum_{i=1}^{n}\Delta x_i + n x_0}{n} = x_0 + \frac{\sum_{i=1}^{n}\Delta x_i}{n} = x_0 + \Delta\bar{x}_0 \tag{5-21}$$

式中，$\Delta\bar{x}_0$ 为简单数值，很容易计算，因此按式(5-21)求算术平均值比较简单。

若测量次数有限，由参数估计知，算术均值是该测量总体期望的一个最佳的估计量，即满足无偏性、有效性、一致性，并满足最小二乘法原理，正态分布条件下满足最大似然原理。



一种消除信号相位随机误差的方法

一种消除信号相位随机误差的方法其特征在于，该方法以优化、估计、计算采集起始时刻与键相“零点”位置之间的真实相位偏移值为基础，以真实相位偏移值修正测试信号快速傅里叶变换(FFT)的相位值，进而消除采样随机误差对信号的影响。此方法提出的相位修正方法，在信号采集随机相位误差控制方面具有先验性。理论和实验证明，按照本发明方法操作，可以将测试信号的单次采样随机误差控制在满意的精度范围。相位是振动测试、分析、控制领域的重要参量，因此该方法的提出，在工业现场降振、消噪中，将有十分广泛的应用。

一种消除信号相位随机误差的方法，其特征在于，该方法的采样频率和采样长度的设置是基于信号分析频率相位的随机误差控制量 e 进行选取的；该方法是以优化、估计、计算采集起始时刻与键相“零点”位置之间的真实相位偏移值为基础，对分析信号快速傅里叶变换分析频率对应的相位值进行修正，控制采样随机误差对分析频率信号相位的影响量；所述方法包含步骤：步骤一，根据工作基准频率随机误差控制量 e，选择信号采样频率和采样长度；步骤二，采集并获取测试信号及其键相信号；步骤三，获取键相信号中各键相位置序列；步骤四，测试信号快速傅里叶变换；步骤五，确定分析频率，并根据分析频率，对测试数据快速傅里叶变换的变换结果进行频谱校正，获取准确的分析频率及其相位值；步骤六，根据分析频率、采样频率，计算键相序列中各键相位置的相位值，并分析、处理键相位置相位信息，确定分析频率相位修正值；步骤七，根据测试信号的分析频率相位、相位修正值，对分析频率相位进行修正计算；步骤八，如果需要改变分析频率重复步骤五～步骤七；步骤九，如果需要更换测试通道信号重复步骤四～步骤八。

资料来源：廖与禾，郎根峰，林京，王琇峰，赵明，公开号：CN102095552A，2011.

5.3.2 粗大误差的剔除

粗大误差的数值比较大，它会对测量结果产生明显的弯曲，一旦发现含有粗大误差的测量，应将其从测量结果中剔除。

在判别某个测得值是否含有粗大误差时，要特别慎重，应该做充分的分析和研究，并根据判别准则予以确定。通常用来判别粗大误差的准则如下：

（1）3σ 准则：也称为莱以特准则，是最常用最简单的判别粗大误差的准则，以测量次数充分大为前提，但是通常测量次数都比较少，因此 3σ 准则只是一个近似的准则。

对于某一测量列，若各测量值只含有随机误差，根据随机误差的正态分布规律，其残余误差落在 $\pm 3\sigma$ 以外的概率约为 0.3%，即在 370 次测量中只有一次残余误差大于 3σ，如果在测量列中，发现有大于 3σ 的残余误差的测得值，可认为它含有粗大误差，应予以剔除。

（2）罗曼诺夫斯基准则：当测量次数较少时，按 t 分布的实际误差分布范围来判别粗大误差较为合理。罗曼诺夫斯基准则又称为 t 检验准则，其特点是首先剔除一个可疑的测得值，然后按 t 分布检验被剔除的测量值是否含有测得误差。

在某些情况下，为了及时发现与防止测得数值中包含有测得误差，可采用不等精度测量和互相之间进行校核的方法。对某一测量值，可由两位测量者进行测量、读数和记录；或者用两种不同的仪器或两种不同方法进行测量。例如，测量薄壁圆筒内径，可通过直接测量内径或测量外径和壁厚，再经过计算求得内径，两者做互相校验。

阅读材料 5-5

公差实验中粗大误差的发现及剔除

在进行公差实验时，对被测工件测量结束后，都得对测量值进行数据处理。一般而言，一组正确的测量值散布在一定的范围内，这是在这组测量值中存在随机误差的客观反映。但是有少数学生为了追求“更高精度”的测量结果，在对测量数值进行处理时，任意舍弃一些误差稍大，但并不是粗大误差的测量值。这种“精度很高”的测量结果，实际上是虚假的。因为，以后在相同的条件下再次测量时，超出该精度指标范围的测量值必然会再次出现，有时甚至会出现很多。因此，怎样正确发现和剔除粗大误差，是进行测量数据处理时经常遇到的问题。

1. 粗大误差产生的原因

在相同条件下，对同一个被测量值进行多次测量，由于主观疏忽大意或客观外界条件的突然改变，使一个或几个测量值与其他测量值差异很大，这种测量误差称为粗大误差。粗大误差又称疏忽误差，由于它的存在严重歪曲测量结果，在测量中是不允许存在的，所以应从测量数据中剔除。

（1）主观原因。在进行测量时，由于测量时不认真、不仔细或缺乏操作经验，造成错误读数、错误记录；由于操作仪器方法不正确，改变了测量器具和被测对象的状态和位置；或是量具和仪器的零位没有对准；量块组合不正确等，这些都是产生粗大误差的原因。

(2) 外界条件。在测量过程中，由于外界条件发生意外变化，例如碰撞、振动等，引起被测对象或仪器的位置变化，从而引起仪器示值变化，也会产生粗大误差。

2. 粗大误差的常用消除方法

(1) 实验过程中消除。要防止和消除粗大误差，除了设法从测量结果中及时发现、及时剔除以外，最重要的是加强学生在做实验时的责任心，要以严谨的科学态度对待测量实验。此外，还要保证实验室的测量条件恒定。当外界条件发生剧烈变化时，应当立即停止测量，并将这些测量结果剔除，直到外界条件恢复正常或重新调整仪器后，再进行测量，避免产生粗大误差。

此外，要及时发现粗大误差，可以在相同或不同的测量条件下，或者采用不同的工具、测量方法进行复测，以便校核。为了避免误读或误记，可由两个同学同时测量、读数和记录。

一般来说，如果能做到以上几点，就可以及时发现、及时防止粗大误差的产生。但是，有些粗大误差，直到测量结束也无法确定在哪一个测量值中存在，这时就必须根据误差理论，进行测量数据处理。

(2) 理论上判别和消除。剔除粗大误差不能凭主观臆断，应根据判断粗大误差的准则予以确定。判断粗大误差常用拉依达准则(又称 3σ 准则)。

该准则的依据主要来自随机误差的正态分布规律。从随机误差的特性中可知，测量误差愈大，出现的概率愈小，剩余误差的绝对值超过 3σ 的概率仅为 0.27，即在 370 次测量中约有一次的剩余误差会超过 3σ，而一般的测量次数最多也不过几十次，因此可以认为剩余误差超过 3σ 的小概率事件是不会发生的。因此，如果一旦出现超过 3σ 的剩余误差，就看作不服从随机误差正态分布规律的粗大误差，从测量值中予以剔除。

3. 粗大误差的计算机辅助消除方法

使用粗大误差消除方法时需要大量烦琐重复的计算，且易出现运算错误，如果利用计算机辅助计算，可使这一过程变得非常简单且可靠性大为提高。程序的设计思想就按上述理论要求进行，在界面上设置四个命令按按，它们是“输入数据”、“计算”、“打印”和“结束”按钮。“计算”按钮控件的程序代码内容为：①计算测量值、算术平均值、剩余误差、标准偏差；②粗大误差剔除。

4. 结论

3σ 准则简单易行，用起来方便，无需查表。如果借助计算机辅助分析，就可以准确、快速地判断测量数据中是否存在粗大误差并可将其剔除。但缺点是没有考虑测量次数的影响，因此精度不高。当测量次数小于 10 时，该准则基本无效，应采用其他准则，如肖维勒准则。

资料来源：杨琪文．公差实验中粗大误差的发现及剔除．扬州职业大学学报，2003，7(4).

5.3.3 系统误差的处理

系统误差是指在确定的测量条件下，某种测量方法和装置，在测量之前就已存在误差，并始终以必然性规律影响测量结果的正确度，如果这种影响显著的话，就要影响测量

结果的准确度。例如某台新仪器，因缺乏检定手段和标准，只对测量精密度(如重复性和稳定性)作检定，验收合格。后经一段时间的使用实践，对仪器产生各种测量误差的因素有比较透彻的了解，发现仪器还隐含有显著的系统误差，经采用一定的技术措施消除后，该仪器的测量准确度才真正达到设计要求。

系统误差的来源有器具误差、环境误差、方法误差等。对测量仪器、测量条件、测量方法及步骤进行分析，研究和分析系统误差的规律性将有助于减少或消除它对测量结果的影响。目前处理系统误差的方法有以下几种。

1．消误差源法

对测量过程中可能产生系统误差的各个环节作仔细分析，设法消除产生误差的根源或防止受到系统误差的影响。例如，正确选用测量仪器，注意仪器的使用方法和条件，尽可能克服测量人员的主观原因造成的误差等。

2．加修正值法

若通过资料、理论推导或实验获取系统误差，取与误差大小相同而符号相反的值作为修正值，将测得值加上相应的修正值，即测量值＝测量读数＋修正值，从而可得到不包含该系统误差的测量结果。

3．改进测量方法

在测量过程中，根据具体的测量条件和系统误差的性质，采取一定的技术措施，选择适当的测量方法，在测量过程中系统误差相互抵消，从而实现减弱或消除系统误差的目的。

1）恒定系统误差的消除方法

在没有条件或无法获之基准测量的情况，难以用检定法确定恒定系统误差并加以消除。这时必须设计适当的测量方法，使恒定系统误差在测量过程中予以消除，常用的方法有：

反向补偿法：先在有恒定系统误差的状态下进行一次测量，再在该恒定系统误差影响相反的另一状态下测一次，取两次测量的平均值作为测量结果，这样，大小相同但符号相反的两恒定系统误差就在相加后再平均的计算中互相抵消了。

标准量替代法：在一定的测量条件下，对某一被测量进行测量，使在仪器上得到某一种状态(如电桥平衡、指示零位等)，再以同样性质的标准量值代替被测量值，调整标准量值大小，使在仪器上呈现与前者相同的状态，则此时的标准量值等于被测量值。由于两次测量都在量仪上呈现同一状态，故一切定值系统误差 $\sum \varepsilon_i$ 的影响相同，这样就消除了标准量值本身的定值误差以外的一切定值系统误差。即

$$x_{标准} + \sum \varepsilon_i = x_{被测} + \sum \varepsilon_i（同一示数状态）$$

$$x_{标准} = x_{被测}$$

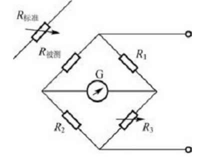


图 5.15　电桥法测电阻

图 5.15 为用电桥测电阻的例子，测量步骤如下：

① 调整 R_3 使电桥平衡，电表 G 指零。

② 以 $R_{标准}$ 代替 $R_{被测}$，调 $R_{标准}$ 使电桥再次平衡，此时

即有

$$R_{标准} = R_{被测}$$

2) 周期性系统误差的消除方法——半周期法

周期性误差一般多呈现正弦形式，以 2π 为周期，如图 5.16 所示。可以相隔半个周期进行两次测量，取两次读数平均值，即可有效地消除周期性系统误差。周期性系统误差一般可表示为

$$\Delta y = a\sin\theta$$

当 $\theta = \theta_1$ 时，误差为

$$\Delta y_1 = a\sin\theta_1$$

当 $\theta_2 = \theta_1 + \pi$ 时，即相差半周期的误差为

$$\Delta y_2 = a\sin(\theta_1 + \pi) = -a\sin\theta_1 = -\Delta y_1$$

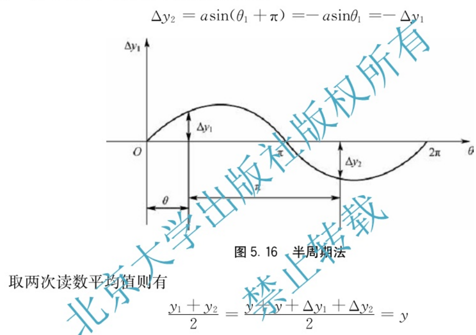


图 5.16 半周期法

取两次读数平均值则有

$$\frac{y_1 + y_2}{2} = \frac{y + y + \Delta y_1 + \Delta y_2}{2} = y$$

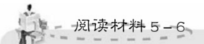
由此可知半周期法能消除周期性系统误差。

3) 复杂规律变化系统误差的消除方法

由于自动化测量技术及微机的应用，可用实时反馈修正的办法，来消除浮肿的变值系统误差(包括一部分随机误差)。通过分析某种因素对测量结果的影响规律，可对其构造合适的数学模型，进行实验回归统计，对测量结果作实时的自动修正。

5.3.4 零位和灵敏度的误差校正

测控系统(仪器)与常规仪器一样，由于传感器、测量电路、信号放大器等不可避免的存在温度和时间漂移，给整个仪器引入零位误差和灵敏度误差。这类误差属于系统误差。



微机械陀螺仪零位误差的研究

针对微机械陀螺仪零位误差严重影响制导系统的定位精度问题，提出了时间分段的零位补偿方法。该方法将零位校准时间进行分段，在准备时间段采用均值滤波，将静态

零偏值一次性基本校除，在工作初始时间段内根据特性建立一阶或高阶补偿模型校零，对准静态零偏值进行校除。经实验验证，该方法使零偏值比校正前降低了90%以上。为进一步提高补偿精度，提出了应用传递对准这一零位补偿方法，即结合载体高精度方位信号校正微型陀螺仪测量组件系统初始零位值，有效地提高了校零的时效性。仿真实验表明：传递对准最佳起始时刻在陀螺仪稳定工作10～30ms后，主、子系统传递对准时间长度可在几百毫秒内，零位误差在载体抖动频率范围内可以被限定在0.01°/s以下，主、子系统同步时差所引起的误差项呈毫秒级周期性变化。

资料来源：潘金艳．微机械陀螺零位误差的研究．西安交通大学学报，2006.40(4).

1．硬件校正方法

模拟输入通道的零位调整通常要设置调零电位器和调零电路，通常调零电路有以下几种。

1）传感器调零电路

许多传感器都设置了专门的调零电路，当被测非电量为零而传感器的输出不为零，可调整调零电路中的调零电位器实现调零。

2）电桥调零电路

很多传感器采用电桥作为测量电路，为保证被测参数为零时，电桥输出也为零，通常要设置调零电位器和调零电路。例如，图5.17所示铂电阻和二极管测温电路中的电位器R_{P1}就是调零电位器，调整它可使温度为0℃时，电桥输出电压为零。

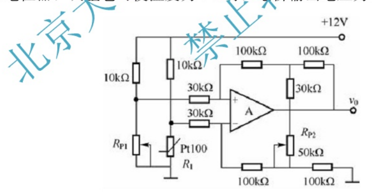


图5.17 铂电阻和二极管测温电路

3）放大器输入偏移调零电路

如果被测量x为零时，前级电路的输出电压$U_x=U_a\neq 0$，在U_x与x呈线性关系的情况下，若

$$U_x=U_a+xS \tag{5-22}$$

式中，U_a为前级测量电路的零位输出。为使$x=0$时，放大器输出电压$U_0=0$，可以设置如图5.18所示的电路，通过放大器端的偏移电压或偏移电流的方法来消除零位电压U_a，即保证放大器输出电压U_0为零。

在图5.18(a)中，须调整U_b，使$U_b=U_a$；在图5.18(b)中，须调整U_b和R_2，使$U_a/R_1=-U_b/R_2$。

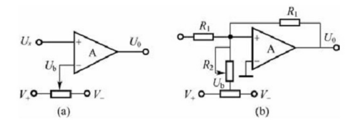


图 5.18　放大器输入偏移调零电路

4）A/D 转换器调零电路

如果没有在 A/D 转换之前实现调零，即当被测量 $x=0$ 时，前级模拟电路输出电压 $U_x=U_a\neq0$，这时应该在 A/D 转换器中实现调零。通常是将前级模拟电路输出电压 U_x 加到 A/D 转换器的输入高端(IN_H)，同时在 A/D 转换器的输入低端(IN_L)通过调零电路提供一个偏移电压 U_b，使 $U_b=U_a$。这样 A/D 转换器实际转换的模拟电压就是两输入端电压之差，数字转换结果为

$$N=\frac{U_x-U_b}{q}=\frac{U_x-U_a}{q}=\frac{(U_a+S\cdot x)-U_a}{q}=\frac{S\cdot x}{q} \tag{5-23}$$

式中，S 为传感器和 A/D 转换之前模拟电路的总灵敏度；q 为 A/D 转换器的量化单位，即 $N=1$ 所对应的模拟电压。

由式(5-23)可见，当 $x=0$ 时，数字转换结果 $N=0$，这样就实现了零位调整。例如在图 5.19 所示 AD590 数字温度计电路中，当 0℃时，$U_x=U_a=2.73$V，调整电位器 R_{P2}，使 $U_b=U_a=2.73$V，即可使数字转换结果 $N=0$。

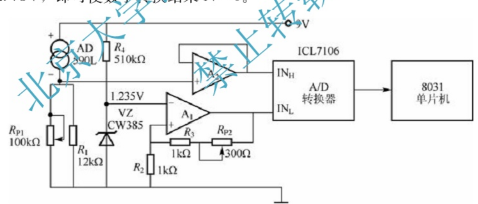


图 5.19　AD590 数字温度计电路

模拟输入通道的总灵敏度实际上是 A/D 转换结果与被测量的比值，是由传感器灵敏度、放大器放大倍数、A/D 转换器的基准电压等主要参数共同决定的。因此，理论上讲只要调整其中一个参数，都可以改变整个模拟输入通道的总灵敏度。但是，最常见的灵敏度调整方法是调整决定放大器增益的电阻值。

调零和调满度是检测仪表使用前最基本最常见的两项调试工作。在零点和灵敏度都发生漂移的情况下，通常是先调零。零点调好后，再调灵敏度，即调满度。

2. 软件校正方法

对于一个理想的线性测试系统来说，如果把被测量的真值 y 作为它的输入，把 x 作为它的输出读数即 A/D 转换结果，就完全可以由输出读数 x 确定被测量的真值 y，表达式为

$$y = x/k_0 \tag{5-24}$$

式中，k_0为该通道的标称灵敏度或增益，但是实际的线性测试系统由于温度变化和元器件老化总难免存在零位误差和灵敏度误差，统称“系统误差”。

零位误差：输入 y 为零时，输出 x 不为零而为 x_0。

灵敏度误差：实际灵敏度与标称灵敏度 k_0的偏差，即 $k = k_0 + \Delta k$。在这两项误差都存在的情况下，被测量真值 y 所产生的输出读数 x 为

$$x = y \cdot k + x_0 = y(k_0 + \Delta k) + x_0 \tag{5-25}$$

如图 5.20 所示，在这种情况下，如果我们仍然按式(5-24)将输出读数 x 除以标称灵敏度 k_0，这样确定出的值就不是被测量的真值 y，而为

$$y' = \frac{x}{k_0} = \frac{y(k_0 + \Delta k) + x_0}{k_0} \tag{5-26}$$

图 5.20 线性系统误差校正

y'与 y 的偏差即测量误差 ε 为

$$\varepsilon = y' - y = y\frac{\Delta k}{k_0} + \frac{x_0}{k_0} \tag{5-27}$$

由式(5-27)可见，测量误差是因为灵敏度误差 Δk 和零位误差 x_0产生的，该测量误差属于“系统误差”。为了校正灵敏度和零位误差，就必须导出由输出读数 x 无误差地确定被测量 y 的公式——误差校正后的输入/输出关系式，这项工作就称为建立误差校正模型。为此，按式(5-25)导出由 x 求 y 的公式，即

$$y = a_1 x + a_0 \tag{5-28}$$

式中，$a_1 = 1/k, a_0 = -x_0/k$。式(5-28)可用图 5.20 所示直线来表示。由图可见，只要给线性测试系统先后施加两个不同的标准输入 y_1和 y_2，并记下两次相对应的输出读数 x_1和 x_2，就可按式(5-29)求出式(5-28)中的系数 a_1和 a_0，即

$$\begin{cases} y_1 = a_1 x_1 + a_0 \\ y_2 = a_1 x_2 + a_0 \end{cases}，从而得 \begin{cases} a_1 = \dfrac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} \\ a_0 = \dfrac{y_1 x_2 - y_2 x_1}{x_2 - x_1} \end{cases} \tag{5-29}$$

将式(5-29)代入式(5-28)可得

$$y = y_1 + (x - x_1)\frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} \tag{5-30}$$

若选取 $y_1=0$，$x_1=x_0$，则式(5-30)简化为

$$y = \frac{x - x_0}{x_2 - x_0} \cdot y_2 \tag{5-31}$$

式(5-25)或式(5-28)就是在分析线性测试系统存在的灵敏度误差和零位误差后建立的“误差校正模型”，而式(5-30)或式(5-31)就是从这个误差校正模型导出的误差修正公式，按误差修正公式计算出来的被测量的值就是没有误差的“真值”y，而不是式(5-26)中的 y'。

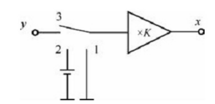


图 5.21　线性系统误差校正电路

依据式(5-31)可设计出电压测量系统的系统误差校正电路，如图 5.21 所示。测试前先将开关置于位置“1”使输入接地，测得输出电压为 x_0。再将开关置于位置“2”，接标准输入电压 y_2，测得输出电压为 x_2。最后将开关置于位置“3”，接未知待测输入电压 y，若测得输出电压为 x，则可按式(5-31)由已知的 y_2 和测得的 x_0、x_2 和 x 计算出被测输入电压的真值 y。

因为零位和灵敏度的变化是非常缓慢的，在短时间内基本上不会变化，而代入公式计算的(x_1，y_1)、(x_2，y_2)正是不久才校正过的最新数据，所以，从输出读数 x 计算出的被测量 y 就不存在零位误差和灵敏度误差。

5.4　非线性校正算法

由标度变换可知 A/D 转换结果 x 需要通过微机处理，经过量纲、数值的变换以后，才能成为用做控制或显示的真值 y。通常我们把由 A/D 转换数据 x 求出被测量真值 y 的过程称为标定或“校正”。对于非线性测试系统的标定，也称为非线性校正。如果用 z 表示经过标定处理后微机输出给显示器或控制器的数据，则我们希望非线性处理结果能使 $z=y$ 或误差 $\varepsilon = |z-y|$ 在允许范围之内。

在理想的情况下，被测量的输入值 y 与 A/D 转换数据 x 之间存在着一一对应的函数关系 $y = f(x)$，但实际问题中，即使是近似的线性系统也存在一定的非线性，许多函数 $f(x)$ 往往是很复杂的，甚至有的函数很难找到它的解析表达式。因此，在测试系统制成后，一般都要进行标定实验或校准实验，也就是在规定的实验条件下，给测试系统的输入端逐次加入一个个已知的标准的被测量 y_1，y_2，…，y_n，并记下对应的输出读数(A/D 转换结果)x_1，x_2，…，x_n，即

$$y_i = f(x_i)(i = 0,1,\cdots,n)$$

这样就获得 n 对输入/输出数据(x_i，y_i)($i=1$，2，…，n)。这些标定数据就是 $y=f(x)$ 的离散形式描述。下面将介绍由 A/D 转换结果 x 求取显示数据 z(要求 $z=y$ 或 $z\approx y$)的方法——非线性校正(也就是非线性系统标定)的软件算法。

5.4.1　插值处理

插值法是从标定或校准实验的 n 对测定数据(x_i，y_i)($i=1$，2，…，n)中，求得一个

函数 $P(x)$ 作为实际的输出读数 x 与被测量真值 y 的函数关系($y=f(x)$)的近似表达式。$P(x)$ 必须满足两个条件：

第一，$P(x)$ 的表达式比较简单，便于计算机处理。

第二，在所有的校准点(也称插值点)x_1，x_2，…，x_n上满足：

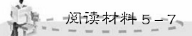
$$P_n(x_i)=f(x_i)(i=1,2,\cdots,n) \tag{5-32}$$

满足式(5-32)的 $P_n(x)$ 称为 $f(x)$ 的插值多项式，$x_i(i=1,2,\cdots,n)$称为插值节点。

在插值法中，$P_n(x)$ 的选择有多种方法。因为多项式是最容易计算的一类函数，常选择 $P_n(x)$ 为 n 次多项式，即

$$P_n(x)=a_nx^n+a_{n-1}x^{n-1}+\cdots+a_1x+a_0=\sum_{i=0}^{n}a_ix^i \tag{5-33}$$

一般来说，阶数 n 越高，逼近 $f(x)$的精度越高，但阶数的增高将使计算繁冗，计算时间也迅速增加，因此拟合多项式的阶数一般不超过三阶。



EH4 高频大地电磁测深的数据插值处理方法

分析了 EH4 高频大地电磁测深的方法原理，提出了应用连分式有理插值的 EH4 数据处理方法。由于天然的大地电磁场在一些频段信号很弱，导致 EH4 的观测结果在某些深度没有电阻率数据，影响对大地电阻率分布形态的分辨。连分式有理插值利用有限的数据表列建立有理逼近函数，使插值数据更接近实际情况。数据处理结果表明，用连分式有理插值可以改善 EH4 数据的图示效果。

资料来源：曹小飞．EH4 高频大地电磁测深的数据插值处理方法．甘肃科技纵横，2009(6).

【例 5.4】 已知热敏电阻的阻值 R(kΩ)与温度 t(℃)的关系式见表 5－3。

表 5－3 热敏电阻的温度电阻特性标准测试数据

温度 t/℃	10	17	27	39
阻值 R/kΩ	8.0000	7.0174	5.9701	5.0631

热敏电阻的阻值 R 与温度 t 之间的关系式是非线性的，而且无法用解析式表达，我们用三阶多项式来逼近，即令

$$t=\varphi(R)=P_3(R)=a_3R^3+a_2R^2+a_1R+a_0 \tag{5-34}$$

并取 t=10℃，17℃，27℃，39℃这 4 点为插值点，便可以从表 5-3 得到 4 个方程式

$$a_3\times8.000^3+a_2\times8.000^2+a_1\times8.000+a_0=10$$
$$a_3\times7.0174^3+a_2\times7.0174^2+a_1\times7.0174+a_0=17$$
$$a_3\times5.9701^3+a_2\times5.9701^2+a_1\times5.9701+a_0=27$$
$$a_3\times5.0631^3+a_2\times5.0631^2+a_1\times5.0631+a_0=39$$

解上述方程组，得

$$a_3=-0.2346989,a_2=6.120273,a_1=-59.260430,a_0=212.7118$$

因此，所求的变换多项式为

$$t = -0.2346989R^3 + 6.120273R^2 - 59.26043R + 212.7118 \tag{5-35}$$

将实际测出的电阻值代入式(5-35)，即可求出被测温度 t。

插值法的基本思想是，首先设法根据表格中的已有的函数值来构造一个简单的函数 $P_n(x)$ 作为 $f(x)$ 的近似表达式，然后再用 $P_n(x)$ 来计算新的点上的函数值作为 $f(x)$ 的近似值。通常可以选多项式函数作为近似函数 $P_n(x)$，因为多项式具有各阶导数，求值也比较方便。用代数多项式作为工具研究插值问题，通常称为代数插值。

常用的插值方法有拉格朗日插值法、牛顿插值法、埃尔米特插值法和样条插值法等，本文限于篇幅，仅介绍拉格朗日插值法。

为了构造通过 $n+1$ 个互异点上的次数不超过 n 的插值多项式 $P_n(x)$，可以设想将插值多项式 $P_n(x)$ 表示为 $n+1$ 个 n 次多项式的线性组合，即

$$P_n(x) = \alpha_0\Phi_0(x) + \alpha_1\Phi_1(x) + \cdots + \alpha_n\Phi_n(x) = \sum_{i=0}^{n}\alpha_i\Phi_i(x) \tag{5-36}$$

其中，$\Phi_i(x) = \prod_{j=0,j\neq i}^{n}(x - x_i)$ 为 n 次多项式，并将其代入式(5-36)后得到

$$P_n(x) = \sum_{i=0}^{n}\alpha_i\prod_{j=0,j\neq i}^{n}(x - x_j) \tag{5-37}$$

将式(5-32)给定的条件：$P_n(x_i) = f(x_i)(i = 1,2,\cdots,n)$ 代入式(5-37)可得

$$\alpha_i\prod_{j=0,j\neq i}^{n}(x_i - x_j) = f(x_i)$$

从中可解出 α_i，即

$$\alpha_i = f(x_i)\frac{1}{\prod_{j=0,j\neq i}^{n}(x_i - x_j)} \tag{5-38}$$

最后，将式(5-38)代入式(5-37)可得

$$P_n(x) = \sum_{i=0}^{n}f(x_i)\prod_{j=0,j\neq i}^{n}\frac{x - x_j}{x_i - x_j} \tag{5-39}$$

式(5-39)为拉格朗日(lagrange)插值多项式，通常记为 $L_n(x)$，即

$$L_n(x) = \sum_{i=0}^{n}f(x_i)\prod_{j=0,j\neq i}^{n}\frac{x - x_j}{x_i - x_j} \tag{5-40}$$

由此可以看出，拉格朗日插值多项式具有明显的对称性，便于记忆。但值得注意的是，通过给定节点的插值多项式是唯一的，拉格朗日插值多项式只是其中的一种表示形式。因此，拉格朗日插值多项式有时也称为拉格朗日插值公式。

拉格朗日插值公式主要有线性插值和二次插值两种，下面分别进行简单的介绍。

1）线性插值

线性插值是在一组数据(x_i, y_i)中选取两个有代表性的点(x_0, y_0)、(x_1, y_1)，则线性插值公式为

$$L_1(x) = y_0\frac{x - x_1}{x_0 - x_1} + y_1\frac{x - x_0}{x_1 - x_0} \tag{5-41}$$

利用线性插值公式就可以计算出在 x_0 和 x_1 之间的任意一个新点 x 处的近似值。

2）二次(抛物线)插值

设函数 $y=f(x)$ 在 x_0,x_1,x_2 的函数值分别为 y_0,y_1,y_2，则二次插值公式为

$$L_2(x)=y_0\frac{(x-x_1)(x-x_2)}{(x_0-x_1)(x_0-x_2)}+y_1\frac{(x-x_0)(x-x_2)}{(x_1-x_0)(x_1-x_2)}+y_2\frac{(x-x_0)(x-x_1)}{(x_2-x_0)(x_2-x_1)} \tag{5-42}$$

如果这三点不在一条直线上，则上述插值公式得到的是一个二次函数，通过这三点的曲线是抛物线。利用三点的二次插值公式就可计算 x_0,x_1,x_2 所在区间的任意一个新点 x 处的 $y=f(x)$ 的近似值。

【例 5.5】 已知函数 $y=f(x)$ 的观测数据见表 5-4。

表 5-4 $y=f(x)$的观测数据

x	1	2	3	4
y	0	−5	−6	3

求通过这些点的插值多项式。

解：数据点共 4 个。通过这 4 点的三次插值多项式为

$$\begin{aligned}L_3(x)&=0\times\frac{(x-2)(x-3)(x-4)}{(1-2)(1-3)(1-4)}+(-5)\times\frac{(x-1)(x-3)(x-4)}{(2-1)(2-3)(2-4)}\\&\quad+(-6)\times\frac{(x-1)(x-2)(x-4)}{(3-1)(3-2)(3-4)}+3\times\frac{(x-1)(x-2)(x-3)}{(4-1)(4-2)(4-3)}\\&=x^3-4x^2+3\end{aligned}$$

多项式插值的关键是决定多项式的次数，需根据经验描点观察数据的分布或采用凑试方法。在决定多项式次数 n 后，应选择 $n+1$ 个自变量 x 和函数值 y。插值节点的选择与插值多项式的误差大小有很大关系，在同样的 n 值的条件下，选择适合的(x_i, y_i)值，可减小误差。在开始时，可先选择等分值的(x_i, y_i)，以后再根据误差的分布情况，改变(x_i, y_i)的取值。考虑到实时计算，多项式的次数一般不宜选得过高。对于一般难以靠提高多项式次数来提高拟合精度的非线性特性，可采用分段插值的方法加以解决。

运用插值原理建立一个 n 次多项式 $P_n(x_i)$ 作为函数 $f(x)$ 的近似，可以保证在 $n+1$ 个节点上校正误差为零，即逼近曲线(或 n 段折线)恰好经过这些节点。但是如果这些数据是实验数据，含有随机误差，虽然插值多项式通过了给定的数据点，在这些给定点上的误差很小，但在其他点上的误差会很大，所以其并不一定能反映出实际的函数关系，即使能够实现，往往次数太高，使用起来不方便。

5.4.2 拟合处理

插值法的特点是 $z=P(x)$ 曲线通过校准点 (x_i,y_i)，即 $z_i=P(x_i)=f(x_i)=y_i$，而拟合法并不要求标定曲线 $z=P(x)$ 通过校准点，而是要求 $z=P(x)$ 逼近 $y=f(x)$，即二者误差最小或在允许范围之内。因此，曲线 $z=P(x)$ 被称为拟合曲线。

常见的拟合处理主要包括最小二乘拟合和最佳一致逼近等问题。

1. 最小二乘法

显然，曲线拟合问题与函数插值问题不同，在曲线拟合问题中，不要求曲线通过所有

已知点，只要求得到的近似函数能反映数据的基本关系。因此，曲线拟合的过程比插值过程得到的结果更能反映客观实际。在某种意义上，曲线拟合更具有实用价值，因为实际问题中所提供的观测数据往往是很多的，如果用插值法势必要得到次数更高的插值多项式，导致计算上的很多麻烦。

在对给出的数据 $(x_k, y_k), (k=0,1,2,\cdots,n)$ 作拟合曲线时，怎样才称得上“拟合最佳”呢？一般总是最希望使各观测数据域拟合曲线的偏差的平方和最小，这样就能使拟合曲线更接近于真实函数。这个原理就称为最小二乘原理。用最小二乘原理作为衡量“曲线拟合优劣”的准则称为曲线拟合的最小二乘法。

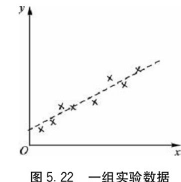


图 5.22　一组实验数据

1）直线拟合

设有一组实验数据如图 5.22 所示。现在要求一条最接近于这些数据点的直线。直线可有很多，关键是找一条最佳的。

设这组实验数据的最佳拟合直线方程(回归方程)为

$$y(x) = ax + b \tag{5-43}$$

式中，a 和 b 称为回归系数。将所观测的数据 $(x_k, y_k)(k=0,1,2,\cdots,n)$ 与拟合直线做差，偏差为

$$y(x_k) - y_k = ax + b - y_k (k=0,1,\cdots,n)$$

偏差平方和为

$$F(a,b) = \sum_{k=0}^{n} [(ax_k + b) - y_k]^2 \tag{5-44}$$

根据最小二乘原理，应取 a 与 b 使 $F(a,b)$ 有极小值，即对 a，b 的偏导数，并令其为0，得

$$\begin{cases} \dfrac{\partial F(a,b)}{\partial a} = 2\sum_{k=1}^{n}(ax_k + b - y_k)x_k = 0 \\ \dfrac{\partial F(a,b)}{\partial b} = 2\sum_{k=1}^{n}(ax_k + b - y_k) = 0 \end{cases}$$

整理可得如下方程组(称之为正则方程组)

$$\begin{cases} a\sum_{k=0}^{n} x_k^2 + b\sum_{k=0}^{n} x_k = \sum_{k=0}^{n} x_k y_k \\ a\sum_{k=0}^{n} x_k + bn = \sum_{k=0}^{n} y_k \end{cases}$$

从而有

$$\begin{cases} a = \dfrac{n\left(\sum_{k=1}^{n} x_k y_k\right) - \left(\sum_{k=1}^{n} x_k\right)\left(\sum_{k=1}^{n} y_k\right)}{n\left(\sum_{k=1}^{n} x_k^2\right) - \left(\sum_{k=1}^{n} x_k\right)^2} \\ b = \dfrac{\left(\sum_{k=1}^{n} y_k\right)\left(\sum_{k=1}^{n} x_k^2\right) - \left(\sum_{k=1}^{n} x_k y_k\right)\left(\sum_{k=1}^{n} x_k\right)}{n\left(\sum_{k=1}^{n} x_k^2\right) - \left(\sum_{k=1}^{n} x_k\right)^2} \end{cases} \tag{5-45}$$

只要将各测量数据(校正点数据)代入正则方程组，即可解得回归方程的回归系数 a 和

b，从而得到这组测量数据在最小二乘法意义上的最佳拟合直线方程。

【例 5.6】 设给定的观测数据见表 5-5。

表 5-5 给定的观测数据

x	1	2	3	4	5
y	0	2	2	5	4

求线性拟合函数

$$y(x) = ax + b$$

解：根据给定数据，可以列出表 5-6。

表 5-6 由观测数据计算得到的各项数值

k	x_k	y_k	x_k^2	$x_k y_k$
0	1	0	1	0
1	2	2	4	4
2	3	2	9	6
3	4	5	16	20
4	5	4	25	20
$\sum_{k=0}^{4}$	15	13	55	50

由表 5-6 可解得下列方程组：

$$\begin{cases} 55a + 15b = 50 \\ 15a + 5b = 13 \end{cases} \text{解之得} \begin{cases} a = 1.1 \\ b = -0.7 \end{cases}$$

即线性拟合函数为

$$y(x) = 1.1x - 0.7$$

2）曲线拟合

为了提高拟合精度，通常对 n 个实验数据对$(x_i, y_i)(i=1, 2, \cdots, n)$选用 m 次多项式

$$y(x) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + \cdots + a_m x^m = \sum_{j=0}^{m} a_j x^j \tag{5-46}$$

作为回归方程来拟合 $n+1$ 个观测点数据点(x_k, y_k)，$(k = 0,1,2,\cdots,n)$，其中，$m \leqslant n$，一般 m 远小于 n。

同线性拟合的情形一样，作误差的平方和

$$F(a_0, a_1, \cdots, a_m) = \sum_{k=0}^{m} [y(x_k) - y_k]^2 = \sum_{k=0}^{m} \left[\sum_{j=0}^{m} a_j x_k^j - y_k\right]^2 \quad (k = 1,2,\cdots,n) \tag{5-47}$$

根据最小二乘原理，误差的平方之和为最小，应分别对系数 a_j 求偏导数，并令之为零，即

$$\frac{F(a_0, a_1, \cdots, a_m)}{\partial a_j} = 2\sum_{k=1}^{n} [y(x_k) - y_k] x_k^j \quad (j = 0,1,\cdots,m) \tag{5-48}$$

即

$$\sum_{k=0}^{n}[a_0 + a_1 x_k + \cdots + a_m x_k^m - ykx_k^j]x_k^j$$
$$= \sum_{k=0}^{n}[a_0 x_k^j + a_1 x_k x_k^j + \cdots + a_m x_k^m x_k^j - y_k x_k^j]$$
$$= a_0 \sum_{k=0}^{n} x_k^j + a_1 \sum_{k=0}^{n} x_k^{j+1} + \cdots + a_m \sum_{k=0}^{n} x_k^{j+m} - \sum_{k=0}^{n} y_k x_k^j = 0$$

亦即 m 次多项式系数 a_0，a_1，…，a_m 应满足如下线性方程组：

$$a_0 \sum_{k=0}^{n} x_k^j + a_1 \sum_{k=0}^{n} x_k^{j+1} + \cdots + a_m \sum_{k=0}^{n} x_k^{j+m} = \sum_{k=0}^{n} y_k x_k^j \quad (j = 0,1,\cdots,m) \tag{5-49}$$

方程组(5-49)的系数矩阵是一个对称矩阵，并且是正定的。求解式(5-49)可得 $m+1$ 个未知数 a_j 的最佳估计值，然后代入 m 次多项式(5-46)即可得到由观测数据点所确定的拟合多项式。

拟合多项式的次数越高，拟合结果越精确，但计算繁冗，所以，一般取 $m<7$。

除用 m 次多项式来拟合外，也可以用其他函数，如指数函数、对数函数、三角函数等来拟合。另外，拟合曲线还可用这些实际数据点作图，从各个数据点的图形(称之为散点图)的分布形状来分析，选配适当的函数关系或经验公式来进行拟合。当函数类型确定后，函数关系中的一些待定系数，仍常用最小二乘法来确定。

2. 最佳一致逼近法

插值法要求逼近函数 $z = P(x)$ 与被逼近函数 $y = f(x)$ 在节点处具有相同的函数值(甚至导数值)，但在非节点处 $P(x)$ 就不能保证很好地逼近 $f(x)$，而实际问题往往是要求 $P(x)$ 在整个测量区间的每一点上都很好地逼近 $f(x)$，这样用插值法就不能取得满意的效果。针对这种要求，可采用最佳一致逼近法来满足这一要求和求取逼近模型。

最佳一致逼近就是保证 $f(x)$ 与 $P(x)$ 之间最大误差小于给定精度 ε，即保证下列不等式

$$\max | P(x) - f(x) | < \varepsilon \tag{5-50}$$

式中，$a \leqslant x \leqslant b$，$a$、$b$ 为测量区间的端点。

取 $P(x)$ 为多项式，记作 $P_n(x)$。数学分析已经证明，对于在区间[a，b]上的连续函数 $f(x)$，对任意给定的误差 ε，总存在多项式 $P_n(x)$，使式(5-50)成立。同时，也已证明，在固定多项式次数 n 的前提下，对于在[a，b]上的连续函数 $f(x)$，其一致逼近的 n 次多数式 $P_n(x)$ 的集合中，存在且唯一存在一个最佳一致的逼近多项式 $P_n^*(x)$。

但是，通常要求取某一连续函数的最佳一致逼近多项式 $P_n^*(x)$ 是十分困难的。下面介绍比较简单的线性最佳一致逼近的求法。

1) 线性最佳一致逼近

线性最佳一致逼近就是找到这样一条直线 $P_1^*(x) = a_0 + a_1 x$，$P_1^*(x)$ 与所有相应于 x_i 点的纵坐标 $y_i(f(x_i))$ 之差的绝对值，与其他任一直线相比，$\max[| P_1^*(x_i) - f(x_i) |]$ 为最小。式中 a_0 和 a_1 待定。

线性最佳一致逼近的几何意义是：作一条平行于 AB，并与 $f(x)$ 相切的直线，切点为

C。取 AC 之中点 D，过 D 点作 AB 的平行线 $P_1^*(x)$，即为 $f(x)$ 的线性最佳一致逼近直线方程，如图 5.23 所示。

下面介绍线性最佳一致逼近方程中待定系数 a_0 和 a_1 的求法。

设被逼近函数 $f(x)$ 单调上凸或下凹，其线性最佳一致逼近方程为

$$P_1^*(x) = a_0 + a_1 x \tag{5-51}$$

则可以证明，式(5-51)中的待定系数 a_0 和 a_1 可由下列两式求得

图 5.23 线性最佳一致逼近

$$a_1 = \frac{f(b) - f(a)}{b - a} \tag{5-52}$$

$$a_0 = \frac{f(a) + f(x_2)}{2} - a_1 \frac{a + x_2}{2} \tag{5-53}$$

式中，x_2 为满足 $P_1^*(x_2) - f'(x_2) = 0$ 的 x 值，即 x_2 是图 5.23 切点 C 的横坐标。另外，既然线性最佳一致逼近的数学模型是直线方程，那么离线求出 a_0 和 a_1 后，用汇编语言实现实时校正计算就十分简单了。

2) 分段线性最佳一致逼近

与分段折线校正法相似，当用单个线性最佳一致逼近方程无法满足非线性校正的精度要求时，可采用分段线性最佳一致逼近方法，其节点的选取也有等距与不等距两种。一旦节点确定，每两个节点之间的曲线(或离散点)就可以用一个直线方程来逼近。若连同两端点共有 $N+1$ 个节点，就有 N 个逼近直线方程，如图 5.24 所示。

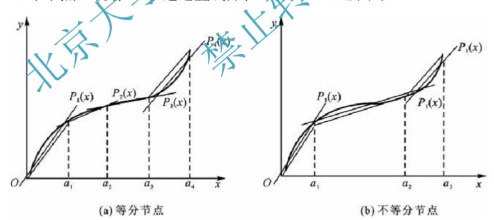


图 5.24 分段线性最佳一致逼近

对于单调上凸或下凹的非线性特性，完全可以套用分段线性插值的求法。只要在编程时把原来的判断条件 $V_{max} > \varepsilon$ 改成 $V_{max} > 2\varepsilon$，然后在所求得的直线方程的截距上加(或减) ε 即可。至于非单调上凸或下凹的非线性特性，情况要复杂得多，不能简单地套用上述方法求节点，故这里不再介绍。

习　　题

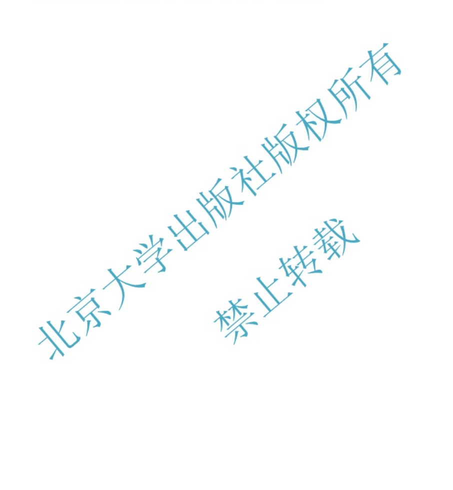
5-1　为什么要切换量程？怎样实现量程切换？

5-2　试述零位误差和灵敏度误差的校正方法。

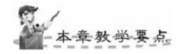
5-3　试述随机误差的处理方法。

5-4　试述粗大误差的处理方法。

5-5　非线性校正算法有哪几种？各有什么特点？



第 6 章 计算机控制技术



知识要点	掌握程度	相关知识
计算机控制技术产生、发展及其性能指标要求	了解常用的数字控制技术； 理解计算机控制性能指标	常规 PID 及其相应控制技术； 现代控制技术及控制方法
PID 控制原理、模拟 PID 和数字 PID 算法	掌握模拟和数字 PID 算法的基本原理及算法表达式； 熟悉过程控制及其应用； 了解常用的数字控制技术	PID 控制中 P、I 和 D 的作用及数字 PID 的离散化方法； 数字 PID 控制的应用
积分项的改进、微分项的改进	掌握不完全微分算法的原理和积分项的改进措施； 熟悉常用的微分项和积分项的改进方法	积分项改进的四种方法及其特点； 微分项改进的算法原理及特点
PID 参数的整定、数字 PID 控制的工程实现	熟悉常用的 PID 控制的参数整定技术； 了解数字 PID 控制的工程实现原理及其方法	数字 PID 参数与控制性能的影响、PID 参数整定的方法及特点； 数字 PID 控制的各过程分量的工程实现的处理算法及措施



导入案例

计算机控制的发展前景

计算机控制实质上是自动控制技术与计算机技术的结合。自动控制技术加上计算机技术犹如猛虎添翼。由于计算机具有大量存储信息的能力、强大的逻辑判断功能以及计算机快速运算的本领，计算机控制能够解决常规控制解决不了的难题，能够达到常规控制达不到的优异性能。

1）实现复杂的控制规律，提高控制质量，增加产品数量

常规的模拟调节器只能实现比例-积分-微分调节规律，计算机控制不但具有比例-积分-微分调节功能，而且能够实现复杂的控制规律，如纯滞后补偿控制、多变量解耦控制、最优控制等。

乙烯裂解炉的温度控制是十分关键的课题，不仅要求温度平稳，而且要求各组炉管之间的温差尽可能小。裂解炉由四组炉管和相应的四个燃料阀供给燃料，由于炉体结构紧凑，某个阀门的动作，都会引起四组炉管温度的变化。用常规的模拟调节器，即使考虑到各炉管间的耦合，温度仍然难于达到稳定。采用计算机解耦控制，可以克服炉管之间的相互影响，达到平稳、精确地控制温度的目的。

2）能够有效地克服随机扰动

船舶在海洋中航行，扰动因素很多，如风力大小和方向的改变，海洋的波动和冲击，船舶本身的载荷和动力等。多数扰动是难以预知的，因此模拟调节器很难保证控制质量。计算机参与控制以后，可以根据实时检测到的数据，用自动校正的算法估计过程动态，进而自动调整控制信号，保证在扰动出现时仍能具有满意的控制信号。

3）控制规律灵活、多样、改动方便

连续化生产的二氧化钛窑的控制中，从A型产品过渡到B型产品，用常规的方法需经过24h，在此过渡期间的产品是不合格的，采用计算机控制，只需3h便可完成产品的过渡，大大提高了产品的合格率。

随着生产和科技的发展，对过程控制的要求也会随之变化。常规控制装置，通常难以快速适应新的要求，对原装置必须改动或拆换，既浪费材料、资金，又浪费宝贵的时间。计算机控制则不然，通常不需要改动硬件，只要修改或补充程序或重新组织和编制程序，就可很快适应新的控制要求。

4）控制与管理结合，自动化程度进一步提高

现代化生产中，计算机不仅担负着生产过程的控制任务，而且也担负着工厂企业的管理任务，从收集商品信息、情报资料、制订生产计划、产品销售到生产调度、仓库管理都实现计算机化，使得工厂的自动化程度进一步提高。

一个2×10^6kW的电力系统，采用计算机控制以后，电网调度管理人员减少60%，70%以上的水电站和90%以上的变电站实现了无人管理。

资料来源：何克忠，李伟．计算机控制系统．北京：清华大学出版社，2002.

6.1 计算机控制技术概述

计算机控制是以自动控制理论与计算机技术为基础的。生产技术的进步和科学技术的发展，要求有更加完善的控制装置，以期达到更高的精度、更快的速度和更大的效益。由于常规的控制方法，潜力是有限的，难以满足如此高的性能要求。计算机技术应用于自动控制理论，使得自动控制发生了巨大的飞跃。在工业应用和理论研究中，随着人们不断总结，不断提高，计算机控制系统的分析方法和设计方法也正在不断提高，日臻完善。

6.1.1 典型的计算机控制系统

计算机控制的领域是非常广泛的，控制对象从小到大，从简单到复杂。计算机控制可以控制单个电机或阀门，也可以控制和管理一个车间、整个工厂甚至于整个企业。计算机控制可以是单回路参数的简单控制，也可以是复杂控制规律的多变量解耦控制、最优控制、自适应控制乃至具有人类智慧功能的智能控制。下面介绍典型的计算机控制系统，来对计算机控制有一个概貌性的认识，了解计算机控制系统的结构、功能以及计算机控制的特点。

1．制冷过程计算机控制系统

某工厂的冷库是我国的第一座采用计算机控制的万吨级冷库。它有三个制冷系统：结冻系统、低温冷藏系统和高温冷藏系统。

采用计算机对制冷工艺作实时控制，其要求是：

(1) 实现能量匹配的自动调节，以提高制冷效率。

(2) 对各制冷系统作闭环调节，使高、低温冷库分别实现恒温控制，结冻系统达到速冻、低耗。

(3) 对现场参数巡回检测，报警监视。

制冷控制系统以工业控制计算机为中心，如图6.1所示。通过输入通道、中断接口，巡回采集有关工艺参数，送到计算机与给定值比较，按照一定的规律(通常为PID即比例、积分、微分)运算、分析和判断，输出控制量，再通过输出通道及有关接口进行调节控制。

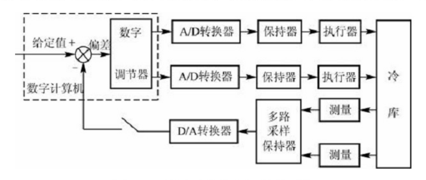


图6.1 制冷过程计算机控制系统

计算机控制系统的功能是：

(1) 通过模拟量输入通道，对现场75个温度点、5个压力点的参数进行巡回检测，定

时打印制表，并可以人工选点巡检、数字显示、人工巡检速度可调。

(2) 对现场84个限值监视点进行声、光报警监视。

(3) 温度闭环调节：－15℃的高温冷藏库(5间)恒温调节；－28℃低温冷藏库(34间)恒温调节；－33℃的结冻系统(8间)速冻、低耗的最优控制；系统蒸发温度调节。

(4) 自动启停和能量匹配：对10台氨压缩机进行自动启停、配组及能量匹配控制；对氨泵回路进行自动启停控制；对冷风机进行自动启停控制。

(5) 事故处理：设备异常事故的处理及备用设备的投入运行；系统及重要设备的事故处理。

制冷过程计算机控制系统操作简便、维修容易、切换灵活、投资少、见效快、系统运转比较稳定可靠，在保鲜质量、降低食品干耗、节约电能、减轻劳动强度、安全生产等方面取得了显著的效果。

2. 直接数字控制系统

直接数字控制(Direct Digital Control，DDC)系统，是工业生产计算机数字控制系统中用得最广泛的一种系统应用形式。DDC系统将计算机得到的控制量直接用于调节生产过程中的被控参数，基本结构如图6.2所示。

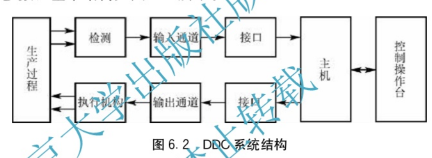


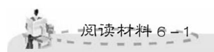
图6.2 DDC系统结构

生产过程中的被控参数或状态信息经检测环节进入输入通道，主机通过接口接收被控参数数字信息，并用选择的方法对数字信息进行处理、加工，按选用的控制规律进行运算决策，将决策结果经接口、输出通道送执行机构调节生产过程中的被控参数或进行控制操作。在控制过程中，控制操作台在主机的控制下进行规定的跟踪显示。系统的检测、决策及执行必须是实时性的。检测可以是单路，也可以是多路；可以是模拟对象，也可以是开关对象；可以是非电物理量，也可以是电磁类物理量。执行对象可以是单个，也可以是多个。调节参数可以是模拟量，也可以是开关量。

DDC系统的功能可分为四大类：①检测输入功能，这类功能与数据采集与处理系统基本相同；②运算决策功能，即微机可将采集到的相关数据进行预定控制规律的运算、决策；③调节被控参数的执行功能，多体现在功率驱动及其控制方面；④操作控制台功能，主要体现于调整被控参数的给定值、工业现场紧急情况的直接处置，以及显示、保存和打印采样值、声光报警等。

6.1.2 计算机控制技术及其发展方向

在工业应用和理论研究中，经过长期的发展和实践检验，形成了一些有代表性的控制策略，从它们的发展过程和应用特点出发，分为常规控制技术和先进控制技术。



智能 PID 控制

原理及简介

智能 PID 控制就是将智能控制(intelligent control)与传统的 PID 控制相结合，是自适应的，它的设计思想是利用专家系统(Expert System)、模糊控制(fuzzy control)和神经网络(neural network)技术，将人工智能以非线性控制方式引入到控制器中，使系统在任何运行状态下均能得到比传统 PID 控制更好的控制性能。具有不依赖系统精确数学模型和控制器参数在线自动调整等特点，对系统参数变化具有较好的适应性。模糊 PID 控制是利用当前的控制偏差，结合被控过程动态特性的变化，以及针对具体过程的实际经验，根据一定的控制要求或目标函数，通过模糊规则推理，对 PID 控制器的三个参数进行在线调整。智能 PID 控制主要有模糊 PID 控制器、专家 PID 控制器和基于神经网络的 PID 控制器等。专家系统是一种能在某个特定领域内，以人类专家水平解决该领域中专门任务的计算器系统，其内部具有某个领域中大量专家水平的知识与经验，能够利用人类专家的知识和解决问题的方法来解决该领域的问题。专家 PID 控制采用规则 PID 控制形式，通过对系统误差和系统输出的识别，以了解被控对象过程动态特性的变化，在线调整 PID 三个参数，直到过程的响应曲线为某种最佳响应曲线。它是一种基于启发式规则推理的自适应技术，其目的就是为了应对过程中出现的不确定性。神经网络系统亦称为人工神经网络，就是将人工神经元按某种方式联结组成的网络，用于模拟人脑神经元活动的过程，实现对信息的加工、处理、存储等。神经网络有前向网络(前馈网络)、反馈网络等网络结构形式。与模糊 PID 控制和专家 PID 控制不同，基于神经网络的 PID 控制不是用神经网络来整定 PID 的参数，而是用神经网络直接作为控制器，通过训练神经网络的权系数间接地调整 PID 参数。

优点

智能 PID 控制吸收了智能控制与常规 PID 控制两者的优点。首先，它具备自学习、自适应、自组织的能力，能够自动识别被控过程参数，自动整定控制参数，能够适应被控过程参数的变化；其次，它又有常规 PID 控制器结构简单、鲁棒性强、可靠性高、为现场设计人员所熟悉等特点。

资料来源：http：//baike. baidu. com/view/3444264. htm.

1. 常规控制技术

常规控制技术主要指单回路控制和一些复杂控制，比较常见的有 PID 控制、Smith 控制和解耦控制。

PID 控制是应用最广泛的一种算法，它无论在模拟调节或数字控制中，都得到了广泛的应用，约有 90％的常规控制采用了 PID 控制及其改进形式。PID 算法蕴涵了动态控制过程中过去、现在和将来的主要信息，而且其配置几乎最优。利用比例(P)、积分(I)及微分(D)的适当配合，可使动态过程快速、平稳、准确，收到了良好的效果。PID 控制适应性好，有较强的鲁棒性。PID 算法以其结构简单、稳定性好、工作可靠、调整方便而成为

工业控制的主要技术之一。

工业生产过程中的大多数被控对象都具有较大的纯滞后性质。被控对象的这种纯滞后性质经常引起超调和持续的振荡。1957 年，Smith 提出了一种纯滞后补偿模型，由于当时模拟仪表不能实现这种补偿，致使这种方法在工业实际中无法实现。随着计算机技术的飞速发展，现在人们可以利用计算机方便地实现纯滞后补偿。因此，它在控制中得到了广泛的应用，并且和各种控制算法结合，形成了一些颇有实用价值的复合控制策略。

实际的控制系统大都是一个多变量的系统，从而或许存在一定的耦合。由于关联的因素太多，各回路不能分开独立考虑，难以随时进行在线整定。于是，基于多变量系统的解耦控制思想首先在 Boksen Bom 和 Hood 的报告中被提了出来。实现解耦控制的思想是通过解耦补偿器的设计，使解耦补偿器和被控对象组成的广义系统的传递函数为对角阵，从而把一个有耦合影响的多变量系统化为多个无耦合的单变量系统。

2. 先进控制

先进控制(Advanced Process Control，APC)技术是那些不同于常规单回路控制，并具有比常规控制效果更好的控制策略。与传统控制方法不同，先进控制是一种基于模型的控制策略，如模型预测控制和推断控制等。先进控制通常用于处理复杂的多量过程控制问题，如大时滞、多变量耦合、被控变量与控制变量存在着各种约束等。先进控制是建立在常规单回路控制之上的动态协调约束控制，可使控制系统适应实际工业生产过程动态特性和操作要求。最优控制、自适应控制、鲁棒控制、预测控制和模糊控制是目前先进控制技术中的研究热点。

(1) 最优控制。最优控制是控制技术的一个重要发展方向。最优控制要解决的问题可以归纳为：①利用最优控制的方法，寻找最优设定值或者最优的工况；②设计出最优调节器，计算机参与在线控制，保证工况稳定在设定值上。

由于最优控制需要繁杂的数学运算，需要精确的数学模型。尽管最优控制理论的研究达到了相当高的水平，但工业中应用尚不多见。随着大批性能优良、价格低廉的微型计算机投放市场，以及数字滤波、系统辨识的深入研究，最优控制将会越来越广泛地应用到实际工程中去。

(2) 自适应、自学习和自组织控制。复杂的工艺过程往往具有不确定性(如环境结构和参数的未知性、时变性、随机性、突变性等)。自适应控制系统是这样的系统，当运行条件不固定或者随时间变化的时候，系统本身不断测量被控系统的参数或运行指标，根据参数或运行指标的变化，改变控制参数或控制作用，以适应其特性的变化，保证整个系统运行在最佳状态下。通常该系统具有如下功能：

① 自动测量和分析输入信号及受控对象特性或者测量和计算系统功能变化的情况。

② 据此计算相应的控制策略。

③ 由执行机构改变控制部件的结构和参数，以实现自适应控制。

自学习系统是自适应系统的发展和延伸。自学习系统就是系统根据运行过程中的“经验”来改变控制算法。自学习可以分为有训练的和无训练的两种。前者比较简单，按照已有的答案及其反应的正确性，并由此来改进机器的控制算法，使之不断趋于理想的算法；后者比较复杂，要作各种试探和搜索、性能测量、统计决策及模式识别等所谓“人工智能”的技术，它适应于预备知识比较少的场合。

凡能根据环境的变化和运行经验来改变自身结构和参数的系统，通称为自组织系统。自组织系统也是模拟人的神经网络或感觉器官，实现人工智能的一种途径。它具有记忆经验和识别环境变化的能力，能够按照一定的规律改变自己的结构或工作程序以更好地适应环境。

（3）鲁棒控制。鲁棒控制理论自20世纪50年代发展开来，经过几十年的研究已经比较成熟，但实际的应用方面却不尽如人意。所谓鲁棒性是指系统存在模型失配或受到扰动时仍能保持良好性能的能力。而鲁棒控制的基本思想就是针对实际工作过程中，工作状况变化、外部干扰、系统故障等导致系统模型的不确定性，设计一个固定的控制器，使系统在模型扰动下满足控制品质。但是，鲁棒控制系统的设计要由高级专家完成。一旦设计成功，就不需太多的人工干预。另一方面，如果要升级或作重大调整，系统就要重新设计。鲁棒控制方法适用于稳定性和可靠性作为首要目标的应用，同时过程的动态特性已知且不确定因素的变化范围可以预估。目前，鲁棒控制主要有两类方法：①代数方法：研究对象是系统的状态矩阵或特征多项式，讨论多项式或矩阵族的鲁棒控制；②频域方法：基于传递函数互质分解的方法，设计相应的控制规律。

（4）模糊控制。实际工业过程具有非线性、时变性和不确定性，难以建立精确的数学模型，结构十分复杂，难以设计并实现有效的控制。预测控制是在这样的背景下发展起来的。它不但利用当前的和过去的偏差值，而且还利用预测模型来预估过程未来的偏差值，以滚动优化确定当前的最优控制策略。预测控制具有：①对数学模型要求不高；②能直接处理具有纯滞后的过程；③具有良好跟踪性能和较强抗干扰能力；④对模型误差具有较强的鲁棒性等优良性质。

模糊控制是用模糊数学的知识模仿人脑的思维方式，对模糊现象进行识别和判决，给出精确的控制量，对被控对象进行控制。1974年英国自动控制专家E. H. Mamdani教授成功地将模糊语言逻辑运用于工业过程，标志着模糊控制的诞生。模糊控制的基本思想是首先根据操作人员手动控制的经验，总结出一套完整的控制规则，再根据系统当前的运行状态，经过模糊推理、模糊判决等运算，求出控制量，实现对被控对象的控制。用计算机模拟操作人员手动控制的经验，对被控对象进行控制。模糊控制的主要特点有：①不需要建立对象的数学模型，是解决不确定系统的一种有效途径；②模糊控制具有较强的鲁棒性，被控对象参数的变化对模糊控制的影响不明显，有较强的抗干扰能力，可用于非线性、时变、时滞系统的控制；③由离线计算得到控制查询表，提高了控制系统的实时性；④控制的机理符合人们对过程控制作用的直观描述和思维逻辑，为智能控制应用打下了基础。

（5）系统辨识。在研究控制系统时，首先要识别清楚系统的情况，并对控制对象和外部环境进行研究以后，才能提出切实可行的方案。系统的辨识就是弄清楚系统的内在联系和有关参数的一种方法。系统辨识研究的问题可以归纳为：①控制系统模型结构的研究；②输入信号的研究；③测试结果的研究；④在线辨识的研究。

（6）分级控制。分级控制是大系统的一种结构，也是智能控制的一种形式，随着科技的发展，现代工业系统日益向大型化、复杂化、人-机化和高可靠性发展，自动化系统已由物质和能量的控制转向跟信息管理系统结合的方向发展，也就是向大型生产过程控制和企业管理相结合的大系统方向发展，因而分级控制也是计算机控制今后发展的重要方向之一。

（7）集散型控制。集散型控制是计算机控制与CRT显示技术和数据通信技术的结合，

它具有地理和功能分散，操作管理集中的特点。集散型控制操作简便，容易学习和掌握；人-机联系好；系统扩展灵活；可靠性高；节省电缆，降低了材料和施工的费用，施工周期短；具有良好的性价比；兼容性好，便于老厂改造；危险性分散等优点。

集散型控制系统自 1975 年问世以来，世界上已有许多国家生产数十种型号的集散型综合控制系统。我国目前已经引进了一些系统，但是距离实际需要差距还很大，因此集散型控制在我国是最大的发展方向。

6.1.3 计算机控制系统的性能及其指标

计算机控制系统的性能跟连续系统类似，可以用稳定性、能控性、能观测性、稳态特性、动态特性来表征，相应地用稳定裕量、稳定指标和综合指标来衡量一个系统的好坏或优劣。

1. 计算机控制系统的稳定性

计算机控制系统在给定输入作用或外界扰动作用下，过渡过程可能有四种情况，如图 6.3 所示。

(1) 发散振荡。被控参量 $y(t)$ 的幅值随时间逐渐增大，偏离给定值越来越远，如图 6.3 (a)所示。这是不稳定的情况，在实际系统中是不允许的，容易造成严重事故。

(2) 等幅振荡。被控参量 $y(t)$ 的幅值随时间做等幅振荡，系统处于临界稳定状态，如图 6.3 (b)所示。在实际系统中也是不允许的。

(3) 衰减振荡。被控参量 $y(t)$ 在输入或扰动作用下，经过若干次振荡以后，回复到给定状态，如图 6.3 (c)所示。当调节器参数选择合适时，系统可以在比较短的时间内，以比较少的振荡次数、比较少的振荡幅度回复到给定值状态，得到比较满意的性能指标。

(4) 非周期衰减。系统在输入或扰动作用下，被控参量 $y(t)$ 单调、无振荡地回复到给定值状态，如图 6.3 (d)所示。同样，只要调节器选择得合适，可以使系统既无振荡，又比较快地结束过渡过程。

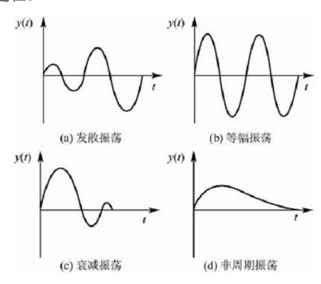


图 6.3 过渡过程曲线

由上述四种情况可以看出：图 6.3(a)和图 6.3(b)两种情况是实际系统中不希望、也不允许出现的情况，前者称为不稳定，后者称为临界稳定。图 6.3(c)和图 6.3(d)两种情

况则是控制系统中常见的两种过渡过程状况，这种系统称为稳定系统。控制系统只有稳定，才有可能谈得上控制系统性能的好坏或优劣，因此，计算机控制系统的稳定性跟连续控制系统的稳定性一样，也是一个重要概念，组建一个计算机控制系统，首先必须稳定，才有可能进一步分析该系统的性能指标。所以稳定性分析也是计算机控制理论中的一个重要方面。

在连续系统中为了衡量系统的稳定程度，引进了稳定裕量概念，其包括相角裕量和幅值裕量。同样，在计算机控制系统中，也可以引用连续系统中的稳定裕量，因此，也可用相角裕量和幅值裕量来衡量计算机控制系统的稳定程度。

2. 计算机控制系统的动态指标

在古典控制理论中用动态时域指标来衡量系统性能的好坏。动态指标能够比较直观地反映控制系统的过渡过程特性，动态指标包括超调量 σ_p、调节时间 t_s、峰值时间 t_p、衰减比 η 和振荡次数 N。图 6.4 所示为系统的过渡过程特性。

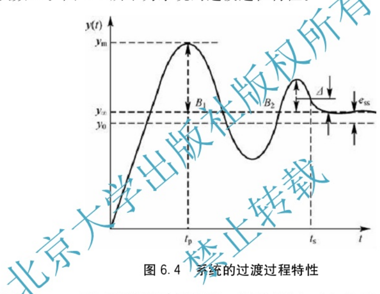


图 6.4 系统的过渡过程特性

(1) 超调量 σ_p。σ_p 表示系统过冲的程度，设输出量 $y(t)$ 的最大值为 y_m，输出量 $y(t)$ 的稳态值为 y_∞，则超调量定义为

$$\sigma_p = \frac{|y_m| - |y_\infty|}{|y_\infty|} \times 100\% \tag{6-1}$$

超调量通常以百分数表示。

(2) 调节时间 t_s。t_s 反映过渡过程时间的长短，当 $t > t_s$ 时，若 $|y(t) - y_\infty| < \Delta$，则 t_s 定义为调节时间，式中 y_∞ 是输出量 $y(t)$ 的稳态值，Δ 取 $0.02y_\infty$ 或 $0.05y_\infty$。

(3) 峰值时间 t_p。t_p 表示过渡过程到达第一个峰值所需要的时间，它反映了系统对输入信号反映的快速性。

(4) 衰减比 η。η 表示过渡过程衰减快慢的程度，它定义为过渡过程第一个峰值 B_1 与第二个峰值 B_2 的比值，即

$$\eta = \frac{B_1}{B_2} \tag{6-2}$$

通常，希望衰减比 η 为 4∶1。

(5) 振荡次数 N。N 反映控制系统的阻尼特性。它定义为输出量 $y(t)$ 进入稳态前，穿越 $y(t)$ 的稳态值 y_∞ 的次数的一半。例如，图 6.4 所示的过渡过程特性，$N = 1.5$。

上述五项动态指标也称为时域指标，用得最多的是超调量 σ_p 和调节时间 t_s，在过程控制中衰减比 η 也是一个较常用的指标。

在利用频率特性进行控制系统设计时，经常用到频域指标，可参考有关资料。

3. 计算机控制系统的稳态指标

稳态指标是衡量控制系统精度的指标，用稳态误差来表征，稳态误差是表示输出量 $y(t)$ 的要求值 y_0 与稳态值 y_∞ 的差值，定义为

$$e_{ss}=y_0-y_\infty \tag{6-3}$$

e_{ss} 表示了控制精度，因此希望 e_{ss} 越小越好。稳态误差 e_{ss} 与控制系统本身的特性有关，也与系统的输入信号的形式有关。

6.2 PID 控制原理与程序流程

PID 控制是最早发展起来的控制策略之一，因其算法简单、鲁棒性好和可靠性高，被广泛应用于过程控制和运动控制中，尤其适用于可建立精确数学模型的确定性控制系统，是过程控制中应用最广泛的一种算法。



PID 控制

20 世纪 20 年代，Minorsky 在对船舶自动导航的研究中，提出了基于输出反馈的 PID 控制器的设计方法，到了 40 年代，PID 控制器已在过程控制中得到了广泛的应用。但随着工程系统的日益复杂化和对控制要求的精确化，传统的 PID 控制器的不足之处也逐渐显露出来。例如，用于非线性和不确定性系统，其鲁棒性还不够强；用于时变系统，其适应性还不够快；用于多变量关联系统，其协调性还不够好等。于是人们试图寻找性能更优良的新一代控制器。研究新一代控制器的一个方向，就是从 20 世纪 50 年代末到 21 世纪初由 Kalman 等控制学家建立并逐步完善的现代控制理论。提出了基于状态反馈的控制，继而又对基于状态反馈控制器的最优控制、自适应控制和鲁棒控制等进行了大量和深入仔细的研究，形成了系统的理论体系，并在卫星发射、导弹飞行、自动驾驶仪等方面发挥了作用。但是，由于它对微分方程数学模型过分依赖，控制算法过于复杂，因而可实现性较差。据统计，在工程控制中现代控制理论构成的控制回路占总回路数的比例还不到 1.5%，而 90%以上的控制工程中至今仍然采用 PID 及其改进形式的控制器。因此，近年来，在工程控制中人们的注意力又逐步回到了 PID 控制。

研究新一代控制器的另一个方向，是现代 PID 控制器。相对于传统 PID 控制器而言，现代 PID 控制器是将自适应控制、最优控制、预测控制、鲁棒控制、智能控制等控制策略引入到 PID 控制中的一种新型 PID 控制器。特别是智能型 PID 控制器，近几年引起了极大的研究兴趣。人们把专家系统、模糊控制、神经网络等理论，整合到 PID 控制器中，这样既保持了 PID 控制器的结构简单、适用性强和整定方便等优点，又通过智能技术在线调整 PID 控制器的参数，以适应被控对象特性的变化。

人们对PID控制器的再认识和再研究的兴趣正日益高涨，图6.5给出了被EI收录的关于PID控制器研究的文献统计。2000年召开的一次IFAC会议上，对PID发展历史和现状的分析及对未来的展望，进一步使国际控制界对PID有更深的认识和更高的研究热情。

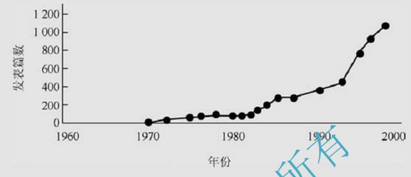


图6.5 近30年PID文章发表的统计

资料来源：王蕾，宋文忠. PID控制. 自动化仪表，2004，25(4).

6.2.1 过程控制的基本概念

过程控制是采用模拟或数字控制方式对生产过程的某一或某些物理参数进行的自动控制。过程控制系统包括模拟过程控制系统、微机过程控制系统和数字控制系统。

模拟过程控制系统中基本控制回路是简单的反馈回路，如图6.6所示。系统通过传感器或变送器将被控变量的值检测出来，与给定值进行比较，得到偏差信号。系统用偏差值产生控制调节作用去消除偏差，其输出通过执行器作用于过程。

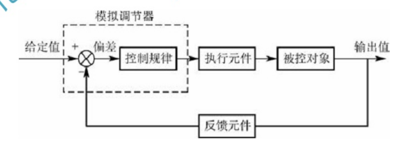


图6.6 基本模拟反馈控制回路

在模拟过程控制系统中，以微机来代替模拟调节器，就构成了微机过程控制系统，基本原理如图6.7所示。计算机引入控制系统，可以充分利用计算机在对采集数据加以分析并根据所得结果作出逻辑判断等方面的能力，编制出符合某种技术要求的控制程序、管理程序，实现对被控参数的控制和管理。在计算机控制系统中，控制规律的实现是通过软件来完成的。改变系统的控制规律，只要改变相应的程序即可，这是模拟控制系统无法比拟的。

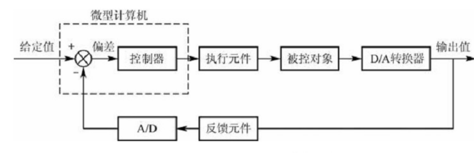


图 6.7　微机过程控制系统基本框图

6.2.2　模拟 PID 调节器

在模拟控制系统中，控制器最常用的控制规律是 PID 控制。为了说明控制器的工作原理，这里采用一个小功率直流电动机的调速原理图来说明。如图 6.8 所示，给定转速 $n_0(t)$ 和实际转速 $n(t)$ 进行比较，其差值 $e(t)=n_0(t)-n(t)$，经过 PID 控制器调整后输出电压控制信号 $u(t)$，$u(t)$ 经过功率放大后，驱动直流电动机改变其转速。

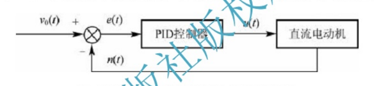


图 6.8　小功率直流电动机调速系统

常规模拟 PID 控制系统原理如图 6.9 所示。系统由模拟 PID 控制器执行机构和被控对象组成。$r(t)$ 是给定值，$c(t)$ 是系统的实际输出值，给定值与实际输出值构成控制偏差 $e(t)$

$$e(t)=r(t)-c(t)$$

$e(t)$ 作为 PID 控制的输入，$u(t)$ 作为 PID 控制器的输出和被控对象的输入。所以模拟 PID 控制器的控制规律为

$$u(t)=K_P\left[e(t)+\frac{1}{T_I}\int_0^t e(t)\mathrm{d}t+T_D\frac{\mathrm{d}e(t)}{\mathrm{d}t}\right] \tag{6-4}$$

式中，K_P 为控制器比例系数；T_I 为积分时间系数；T_D 为微分时间系数。

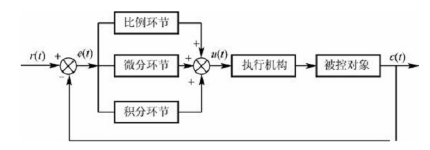


图 6.9　模拟 PID 控制系统原理图

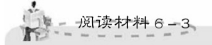
模拟 PID 调节器各校正环节的作用是：

（1）比例环节：成比例对偏差瞬间作出反应。偏差一旦产生，控制器立即产生控制作用，使控制量向减少偏差的方向变化。控制作用的强弱取决于比例系数 K_P，比例系数 K_P 越大，控制作用越强，则过渡过程越快，控制过程的静态偏差也就越小；但是 K_P 越大，也越容易产生振荡，破坏系统的稳定性。故而，比例系数 K_P 选择必须恰当，才能达到过

渡时间少，静态偏差小而又稳定的效果。

（2）积分环节：用于消除静态误差。积分常数 T_I 越大，积分的积累作用越弱，这时系统在过渡时不会产生振荡；增大积分常数 T_I 会减慢静态误差的消除过程，消除偏差所需的时间也较长，但可以减少超调量，提高系统的稳定性。当 T_I 较小时，则积分的作用较强，这时系统过渡时间中有可能产生振荡，不过消除偏差所需的时间较短。所以必须根据实际控制的具体要求来确定 T_I。

（3）微分环节：根据偏差的变化趋势(变化速度)进行控制，阻止偏差的变化。偏差变化越快，微分控制器的输出就越大，并能在偏差值变大之前进行修正。微分作用的引入，将有助于减小超调量、克服振荡、使系统趋于稳定，特别对高阶系统非常有利，可加快系统的跟踪速度。但微分作用对输入信号的噪声很敏感，对那些噪声较大的系统一般不用微分，或在微分起作用之前先对输入信号进行滤波。



PID 控制的现实意义

目前工业自动化水平已成为衡量各行各业现代化水平的一个重要标志。同时，控制理论的发展也经历了古典控制理论、现代控制理论和智能控制理论三个阶段。智能控制的典型实例是模糊全自动洗衣机等。自动控制系统可分为开环控制系统和闭环控制系统。一个控制系统包括控制器、传感器、变送器、执行机构、输入/输出接口。控制器的输出经过输出接口、执行机构，加到被控系统上；控制系统的被控量经过传感器、变送器经过输入接口送到控制器。不同的控制系统，其传感器、变送器、执行机构是不同的。例如，压力控制系统要采用压力传感器，电加热控制系统的传感器采用温度传感器。目前，PID 控制及其控制器或智能 PID 控制器(仪表)已经很多，产品已在工程实际中得到了广泛的应用，有各种各样的 PID 控制器产品，各大公司均开发了具有 PID 参数自整定功能的智能调节器 (intelligent regulator)，其中 PID 控制器参数的自动调整通过智能化调整或自校正、自适应算法来实现。有利用 PID 控制实现的压力、温度、流量、液位控制器，能实现 PID 控制功能的可编程控制器(PLC)，还有可能实现 PID 控制的 PC 系统等。可编程控制器(PLC) 利用其闭环控制模块来实现 PID 控制，而可编程控制器(PLC)可以直接与 ControlNet 相连，如 Rockwell 的 PLC-5 等。还有可以实现 PID 控制功能的控制器，如 Rockwell 的 Logix 产品系列，它可以直接与 ControlNet 相连，利用网络来实现其远程控制功能。

资料来源：http：//baike. baidu. com/view/262316. htm.

6.2.3 数字 PID 调节器

随着计算机进入控制领域，采用计算机代替模拟调节器，从而使 PID 控制规律可以用计算机软件实现。因此，系统中数字控制器的设计，实际上是计算机算法的设计。

1. 位置型 PID

由于计算机控制是一种采样控制，只能根据采样时刻的偏差计算控制量，而不能像模

拟控制那样连续输出控制量，进行连续控制。所以在计算机控制系统中必须首先对控制规律进行离散化处理。

以 T 作为采样周期，k 为采样序号，则图 6.9 中的 $r(t)$、$e(t)$、$u(t)$、$c(t)$ 在第 k 次采样时刻的数据分别用 $r(k)$、$e(k)$、$u(k)$、$c(k)$ 表示，于是偏差为 $e(k)=r(k)-c(k)$。

当采样周期 T 很小时，$\mathrm{d}t$ 可用 T 近似代替，$\mathrm{d}e(t)$ 可用 $e(k)-e(k-1)$ 近似代替，“积分”用“求和”近似代替，即

$$\begin{cases}\int_0^t e(t)\mathrm{d}t \approx \sum_{i=0}^{k} e(i)T \\ \dfrac{\mathrm{d}e(t)}{\mathrm{d}t} \approx \dfrac{e(kT)-e[(k-1)T]}{T} = \dfrac{e_k - e_{k-1}}{T}\end{cases} \tag{6-5}$$

将式(6-5)代入式(6-4)得到离散 PID 表达式为

$$u_k = K_{\mathrm{P}}\left[e_k + \frac{T}{T_{\mathrm{I}}}\sum_{i=0}^{k} e(i) + T_{\mathrm{D}}\frac{e_k - e_{k-1}}{T}\right] \tag{6-6}$$

或

$$u_k = K_{\mathrm{P}}e_k + K_{\mathrm{I}}\sum_{i=0}^{k} e(i) + K_{\mathrm{D}}(e_k - e_{k-1}) \tag{6-7}$$

式中，u_k 为第 k 次采样时刻的计算机输出值；e_k 为第 k 次采样时刻输入的偏差值；e_{k-1} 为第 $k-1$ 次采样时刻输入的偏差值；K_{I} 为积分系数，$K_{\mathrm{I}} = K_{\mathrm{P}}\dfrac{T}{T_{\mathrm{I}}}$；$K_{\mathrm{D}}$ 为微分系数，$K_{\mathrm{D}} = K_{\mathrm{P}}\dfrac{T_{\mathrm{D}}}{T}$。

如果采样周期足够小，由式(6-6)和式(6-7)的近似计算可得到足够精确的结果。因为算法给出全部控制量的大小，被称为位置型 PID 控制算法。

由于算法是全量输出，所以每次输出与过去状态有关，需要对 e_k 进行累加，工作量大；另外 u_k 对应的是执行机构的实际位置输出，如果计算机发生故障，u_k 的大幅变化引起执行机构的大幅变化，有可能会造成严重生产事故。为了改进位置型 PID 控制算法的缺陷，增量型 PID 控制算法应运而生。

2. 增量型 PID

增量型 PID 算法是指数字控制器输出的只是控制量的增量 Δu_k。在很多控制系统中，由于执行机构是采用步进电动机或多圈电位器进行控制的，可以使用增量型 PID 控制算法进行控制。根据式(6-6)推导出 u_{k-1} 的表达式为

$$u_{k-1} = K_{\mathrm{P}}\left[e_{k-1} + \frac{T}{T_{\mathrm{I}}}\sum_{i=0}^{k-1} e(i) + T_{\mathrm{D}}\frac{e_{k-1} - e_{k-2}}{T}\right] \tag{6-8}$$

由式(6-6)和式(6-8)相减，得到数字 PID 增量型控制式：

$$\begin{aligned}\Delta u_k &= u_k - u_{k-1} = K_{\mathrm{P}}\left(e_k - e_{k-1} + \frac{T}{T_{\mathrm{I}}}e_k + T_{\mathrm{D}}\frac{e_k - 2e_{k-1} + e_{k-2}}{T}\right) \\ &= Ae_k + Be_{k-1} + Ce_{k-2}\end{aligned} \tag{6-9}$$

式中，$A = K_{\mathrm{P}}(1 + \dfrac{T}{T_{\mathrm{I}}} + \dfrac{T_{\mathrm{D}}}{T})$， $B = -K_{\mathrm{P}}\left(1 + \dfrac{2T_{\mathrm{D}}}{T}\right)$， $C = K_{\mathrm{P}}\dfrac{T_{\mathrm{D}}}{T}$。

增量型算法与位置型算法相比，具有以下优点：

(1) 由于计算机输出增量，所以误动作影响小，必要时可用逻辑判断的方法去掉。

(2) 在位置型控制算法中，由手动到自动切换时，必须首先使计算机的输出值等于阀门的原始开度，才能保证手动/自动无扰动切换，这将给程序设计带来困难。而增量设计只与本次的偏差值有关，与阀门原来的位置无关，易于实现手动/自动无扰动切换。

(3) 不产生积分失控，容易获得较好的调节品质。

利用增量型控制式(6-9)，可得到位置型控制算法的递推公式：

$$u_k = u_{k-1} + \Delta u_k = u_{k-1} + Ae_k + Be_{k-1} + Ce_{k-2} \tag{6-10}$$

【例 6.1】 设有一温度控制系统，温度测量范围是 0～600℃，温度采用 PID 控制，控制指标为 450℃±2℃。已知比例系数 $K_P = 4$，积分时间 $T_I = 60\text{s}$，微分时间 $T_D = 15\text{s}$，采样周期 $T = 5\text{s}$。当测量值 $c(k) = 448$，$c(k-1) = 449$，$c(k-2) = 452$ 时，计算增量输出 $\Delta u(k)$。若 $u(k-1) = 1860$，计算第 k 次阀位输出 $u(k)$。

解：将题中给出的参数代入有关公式计算得

$$K_I = K_P \frac{T}{T_I} = 4 \times \frac{5}{60} = \frac{1}{3},\ K_D = K_P \frac{T_D}{T} = 4 \times \frac{15}{5} = 12$$

由题知，给定值 $r = 450$，根据题中给出的测量值计算得

$$e(k) = r - c(k) = 450 - 448 = 2$$

$$e(k-1) = r - c(k-1) = 450 - 449 = 1$$

$$e(k-2) = r - c(k-2) = 450 - 452 = -2$$

代入式(6-9)计算得

$$\Delta u(k) = 4 \times (2-1) + \frac{1}{3} \times 2 + 12 \times [2-2\times 1 + (-2)] \approx -19$$

代入式(6-10)计算得

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k) = 1860 + (-19) = 1841$$

6.2.4 PID 算法的程序流程

以蓄电池充放电的控制为例，PID 调节程序流程图如图 6.10 所示。

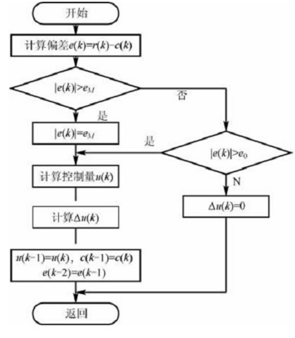


图 6.10 PID 调节程序流程图

当进入PID调节程序时，首先需要根据系统给定值和采样值来计算偏差。为了防止在系统运行初期，由于控制量 u_k 过大使得开关占空比过大，需要对 e_k 做一定的限幅处理。因为瞬间过大的占空比可能会引起过大的电流，从而导致控制电路的损坏。另外在系统进入稳态后，偏差很小，如果偏差在一个很小的范围内波动，控制器对这样微小的偏差计算后，将会输出一个微小的控制量，此时输出的控制值在一个很小的范围内，不断改变自己的方向，频繁动作，发生震颤，这样不利于正在充电的蓄电池。因此当控制过程进入这种状态时，就进入系统设定的一个输出允许带 e_0，即当采集到的偏差 $|e(k)|<e_0$ 时，不改变控制量，使充放电过程能够稳定地进行。具体的程序代码如下：

```
/***************** 定义变量************************** /
float Kp                    ;//PID 调节的比例常数
float Ti                    ;//PID 调节的积分常数
float T                     ;//采样周期
float Td                    ;//PID 调节的微分时间常数
float A
float B
float C
float ek                    ;//偏差 e(k)
float ek1                   ;//偏差 e(k-1)
float ek2                   ;//偏差 e(k-2)
float uk                    ;//u(k)
int uk1                     ;//对 u(k)四舍五入求整
int out                     ;//最终输出的调整量
                            ;//变量初始化，根据实际情况初始化
Kp=4
Ti=60
T=5
Td=5
A=Kp*(1+T/Ti+Td/T)
B=-Kp*(1+2*Td/T)
C=Kp*Td/T
Ki=Kp*T/Ti                  ;//积分系数
Kd=Kp*Td/T                  ;//微分系数
ek=0
ek1=0
ek2=0
uk=0
uk1=0
out=0
int pid (float ek)
{if(gabs(ek)<k)             ;//k 为误差的阀值，小于这个数值的时候，不做调整
{out=0                      ;//避免误差较小时频繁调节引起振荡
     }
}                           ;//k 值可以自己设
else {
uk=a0*ek+a1*ek1+a2*ek2
ek2=ek1
ek1=ek
uk1=(int)uk
```

```
if(uk>0)                    ;//小数处理
{if(uk-uk1>=0.5)
{uk-uk1+1;}
}
if(uk< 0)
{  if(uk1-uk>=0.5)
{uk1=uk1-1; }
out=uk1;
        }
        Return (out)
}
    float gabs(float ek)    ;//取绝对值
     {if(ek<0)
         {ek=0-ek;}
        Return ek
    }
}
```

6.3 标准PID算法的改进

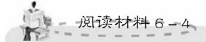
用数字控制器对系统进行控制，一般来说控制质量不如采用模拟调节器好。这是因为：

(1) 模拟调节器进行的控制是连续的；而数字控制器采用的是采样控制，在保持器作用下，控制量在一个采样周期内是不变化的。

(2) 由于计算的数值运算和输入/输出需要一定时间，控制作用在时间上有延迟。

(3) 计算机的有限字长和A/D、D/A转换器的转换精度可能会使控制有误差。

因此，若单纯地用数字控制器去模仿模拟调节器，并不能获得理想的控制效果，必须发挥计算机运算速度快、逻辑判断功能强、编程灵活等优势，建立许多模拟调节器难以实现的特殊算法，才能在控制上超过模拟调节器。数字PID控制是应用最普遍的一种控制规律，人们在实践中不断总结经验、不断改进，使得PID控制日臻完善。



新型PID的应用

MIG焊(Metal Inert-gas Welding，惰性气体保护金属极电弧焊)是一种常见的热处理工艺。在MIG焊焊接过程中，发生着非常复杂的物理、化学和冶金变化，无法确定详尽的控制参数，目前还找不到准确的数学模型，且系统是非线性的，且本身的滞后性又强、输入/输出繁多，传统的PID控制方法根本无法完成对该工艺过程的监测和控制。目前，人们通常选择可视化效果较好的焊缝熔宽作为MIG焊工艺过程的监测对象，将摄像机正面采集到的焊缝熔宽参数信息实时传输给计算机，经过模糊PID运算后，计算机将控制参数的相关信息传递给单片机，再由单片机完成焊接过程的控制，其控制系统的原理图如图6.11所示。在实际的MIG焊焊接过程控制中，通过导入模糊PID控制技术，建立焊缝熔宽的控制系统，可以通过实时、准确地监测和控制焊缝熔宽，达到对MIG焊工艺过程的控制目的。

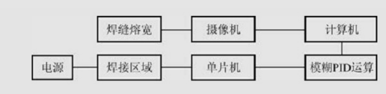


图 6.11　控制系统原理图

资料来源：阿依布窑阿布都拉，王彩霞．PID 控制在冶金及热处理中的应用．热加工工艺表，2013，42(6).

6.3.1　积分项的改进

在数字控制器中，标准的 PID 算法的积分项

$$u_{\mathrm{I}} = K_{\mathrm{P}} \frac{T}{T_{\mathrm{I}}} \cdot \sum_{j=0}^{n-1} e(j) \tag{6-11}$$

起着重要的作用，用它来消除系统在控制过程中出现的静态误差。但是，若处理不当，系统的控制效果和品质都会变差。

1. 积分饱和抑制

在 PID 算法控制中，长期存在偏差或偏差较大时，计算出的控制量有可能溢出或小于零，即计算机运算出的控制量 $u(k)$ 超过 D/A 所能表示的数值范围。如果将 D/A 的极限数值对应于执行机构的动作范围(如 8 位 D/A 的 FFH 对应于调节阀全开，00H 对应于调节阀全关)，当执行机构已到了极限位时，仍然不能消除偏差时，由于积分作用存在，虽然 PID 的运算结果继续增大或减小，但执行机构已没有相应的动作，这种现象称为积分饱和。控制量超过极限的区域称为饱和区。

当出现积分饱和时，势必使超调量增加、控制品质变坏。为了防止积分饱和，可对计算出的控制量 $u(k)$ 限幅，同时，把积分作用消除掉。若以 8 位 D/A 为例，则有当 $|u(k)| \leqslant$ 00H 时，取 $u(k)=0$；当 $|u(k)| \geqslant$ FFH 时，取 $u(k)=$ FFH。

2. 积分分离 PID 控制算法

在控制过程中，只要系统存在偏差，积分作用就会继续增加或减少，当偏差较大或累加积分项太快时，就会出现积分饱和的现象，使系统产生超调，甚至引起振荡，最坏的情况是：因受计算机字长所能表示的正、负最大值的限制，D/A 转换后，将使执行机构向两个极端位置推进。因此，有必要采取积分分离的措施，来防止或消除系统出现的积分饱和现象。

积分分离算法的思想是，通过设置积分分离阈值 A，偏差值 $e(k)$ 比较小时采用 PID 控制，以保证系统的控制精度；偏差值较大时，采用 PID 控制，使超调量大幅度降低，即：当 $|e(k)| \leqslant |A|$ 时，将积分作用投入；当 $|e(k)| > |A|$ 时，取消积分作用。

3. 变速积分法

在某些系统中，它对积分控制项是有特殊要求的，它要求偏差大时，积分作用减弱或取消，而偏差较小时，则加强积分作用。采用一般的 PID 控制时，因积分系数是一常数，

积分增益是不变的，若积分系数取小了，将因迟迟消除不了静态误差，而延长调节时间；若积分系数取大了，又容易出现超调或积分饱和现象。为此，必须采用“变速积分”算法，才能满足这类系统的要求。

变速积分的控制规律是设法改变积分项的累加速度，使其与偏差大小相对应，即偏差小时，提高积分累加速度，以增强积分作用；偏差大时，降低积分的累加速度，以减弱积分的作用。为此，可设定一偏差 $|e(k)|$ 的函数，即取 $f(e(k))$，当 $|e(k)|$ 减少时，$f(e(k))$ 值增加；当 $|e(k)|$ 增加时，$f(e(k))$ 值减少，即用 $e'(n)$ 代替积分项中的 $e(n)$，计算公式如下

$$e'(n) = f(|e(n)|)e(n)$$

$$f(|e(n)|) = \begin{cases} \dfrac{A - |e(n)|}{A} & |e(n)| < A \\ 0 & |e(n)| > A \end{cases}$$

式中，A 为一预定的偏差限。

变速积分与积分分离控制方法很类似，但两种调节方式不同，设计思想也相异，积分分离法是对积分项采用“开关”控制方式，而变速积分法则是根据误差大小，可随机改变积分作用，近似于线性控制方式，具有抑制超调、防止积分饱和、适应性强、线性度好和参数整定容易等优点，从而大大提高了系统的调节品质，是一种新型的 PID 调节方法。

4. 消除积分不灵敏区

由式(6-9)知，数字 PID 的增量型控制算式中的积分项输出为

$$\Delta u_I(n) = K_I e(n) = K_P \frac{T}{T_I} e(n) \tag{6-12}$$

由于计算机字长的限制，当运算结果小于字长所能表示的数的精度时，计算机就作为“零”将此数丢掉。从式(6-12)可知，当计算机的运行字长较短，采样时间 T 也短，而积分时间 T_I 又较长时，$\Delta u_I(n)$ 容易出现小于字长的精度而丢数，此时积分作用消失，这就称为积分不灵敏区。

【例 6.2】 某温度控制系统的温度量程为 0～1275℃，A/D 转换为 8 位，并采用 8 位字长定点运算。已知 $K_P = 1$，$T = 1\text{s}$，$T_I = 10\text{s}$，试计算，当温差达到多少摄氏度时，才会有积分作用？

解：因为当 $\Delta u_I(n) < 1$ 时计算机就作为“零”将此数丢掉，控制器就没有积分作用。将 $K_P = 1$，$T = 1\text{s}$，$T_I = 10\text{s}$ 代入公式计算得

$$\Delta u_I(n) = K_P \frac{T}{T_I} e(n) = 1 \times \frac{1}{10} \times e(n) = \frac{1}{10} e(n)$$

而 0～1275℃对应的 A/D 转换数据为 0～255，温差 ΔT 对应的偏差数字为

$$e(n) = \frac{255}{1275} \times \Delta T$$

由上式可知，如果偏差 $\Delta T < 50°$，则 $\Delta \mu_I(\text{n}) < 1$，计算机就作为“零”将此数据丢掉。控制器就没有积分作用。

因此，消除积分不灵敏区的措施：

(1) 增加 A/D 转换位数，加大运算字长，这样可以提高运算精度。

(2) 当积分项小于输出精度 ε 的情况时，把它们一次次累加起来，即

$$S_{\mathrm{I}} = \sum_{i=1}^{N} \Delta u_{\mathrm{I}}(i)$$

其程序流程如图 6.12 所示。

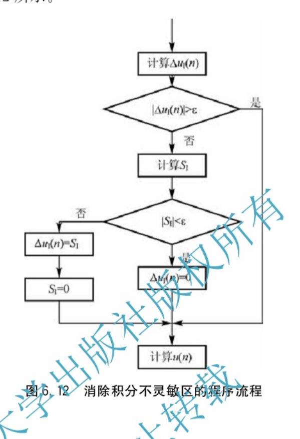


图 6.12　消除积分不灵敏区的程序流程

6.3.2　微分项的改进

在数字控制器中，标准的 PID 算法的微分项

$$u_{\mathrm{D}} = K_{\mathrm{p}} \frac{T_{\mathrm{I}}}{T}[E(k) - E(k-1)] \tag{6-13}$$

微分作用是当输入系统的信号突变时(如阶跃信号等)，它能快速地提供较大的调节作用，将偏差尽快消除。但是，输入信号变化率越大，微分相应输出亦越大。这样，也容易引起控制过程出现超调和发生振荡现象，使系统调节品质下降。为此，在实际应用中，可以采用类似于模拟调节器的“不完全微分”PID 控制算法或微分先行的控制算法等。

1．不完全微分型 PID 控制算法

标准的 PID 控制算式对具有高频扰动的生产过程，微分作用响应过于灵敏，容易引起控制过程振荡，降低调节品质。尤其是计算机对每个控制回路输出时间是短暂的，而驱动执行器动作又需要一定的时间。如果输出较大，在短暂时间内执行器达不到应有的相应开度，会使输出失真。为了克服这一缺点，同时又要使微分作用有效，可以在 PID 控制输出端串联一阶惯性环节，这就组成了不完全微分 PID 控制器。不完全微分型 PID 算法传递函数为

$$G_{\mathrm{C}}(s) = K_{\mathrm{P}} \left(1 + \frac{1}{T_{\mathrm{I}} s} + \frac{T_{\mathrm{D}} s}{1 + \frac{T_{\mathrm{D}}}{K_{\mathrm{D}}} s} \right) \tag{6-14}$$

式中，K_{P} 为实际比例放大系数；T_{I} 为实际积分时间常数；T_{D} 为实际微分时间常数；K_{D} 为实

际微分增益。

将式(6-14)分成比例积分 $u_I(s)$ 和微分 $u_D(s)$ 两项分别处理，即

$$u(s)=u_I(s)+u_D(s) \tag{6-15}$$

其中，比例积分项 $u_I(s)$ 及其差分式分别为

$$u_I(S)=K_P\left(1+\frac{1}{T_I S}\right)E(s),\quad u_I(k)=K_P\left(E(k)+\frac{T}{T_I}\sum_{j=0}^{k}e(j)\right) \tag{6-16}$$

其中，微分项 $u_D(s)$ 及其差分式分别为

$$u_D(s)=K_P\frac{T_D s}{1+\dfrac{T_D}{K_D}s}E(s),\quad \left[\frac{T_D}{K_D}s+1\right]u_D(s)=K_P\cdot T_D\cdot sE(s)$$

用微分代替算子，可得 $\dfrac{T_D}{K_D}\dfrac{\mathrm{d}u_D}{\mathrm{d}t}+u_D=K_P T_D\dfrac{\mathrm{d}e}{\mathrm{d}t}$

将其差分化简得 $\dfrac{T_D}{K_D}\dfrac{u_D(k)-u_D(k-1)}{T}+u_D(k)=K_P T_D\dfrac{e(k)-e(k-1)}{T}$

令 $T_S=\dfrac{T_D}{K_D}+T,\alpha=\dfrac{T_D/K_D}{T_D/K_D+T}$，则上式可变为

$$u_D(k)=K_P\frac{T_D s}{T_S}[e(k)-e(k-1)]+\alpha u_D(k-1) \tag{6-17}$$

综合式(6-16)和式(6-17)，便可得到不完全微分的 PID 算式为

$$\begin{aligned}u(k)&=u_I(k)+u_D(k)\\&=K_P\left\{e(k)+\frac{T}{T_I}\sum_{j=0}^{k}e(j)+\frac{T_D}{T_S}[e(k)-e(k-1)]\right\}+\alpha u_D(k-1)\end{aligned} \tag{6-18}$$

将式(6-18)同标准 PID 算式(6-9)相比可知，不完全微分 PID 算式多了一项第 $k-1$ 次采样的微分输出量 $\alpha u_D(k-1)$。

如图 6.13 所示，在单位阶跃信号作用下，完全微分 PID 算法与不完全微分 PID 算法的输出特性相差很大。主要原因在于：完全微分的调节作用，只对阶跃信号的第一个采样周期产生作用，输出很大，并急剧下降至 0，不能按照偏差的变化趋势在整个过程中起到调节作用，容易发生超调、产生振荡；而不完全微分式，由于存在 $\alpha u_D(k-1)$ 项的微分作用，能在各个采样周期里按照偏差的趋势，均匀地输出，真正起到微分的作用，从而克服了上述缺点，改善了系统性能。

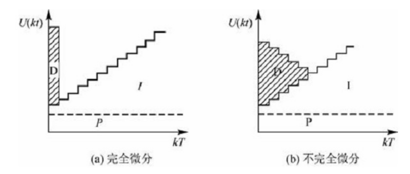


图 6.13 控制算法的输出特性

2. 微分先行控制算法

为了避免给定值的升降给控制系统带来冲击，如超调量过大，调节阀动作剧烈，可采用微分先行 PID 控制方案。微分先行 PID 控制算法是把对偏差的微分改为对被控量的微分。这样，当给定值变化时，不会使输出大幅度变化，而且由于被控量一般不会突变，即使给定值已发生改变，被控量也是缓慢变化的，从而不致引起微分项的突变。微分项的输出为

$$\Delta u_{\mathrm{D}}(n)=\frac{K_{\mathrm{P}}}{T}[\Delta c(n)-\Delta c(n-1)]$$

偏差微分是对偏差值微分，也就是对给定值 $r(t)$ 和输出量 $c(t)$ 都有微分作用，偏差微分适用于串级控制的副控回路，因为副控回路的给定值是有主控调节器给定的，也应对其作微分处理，因此，应该在副控回路中采用偏差微分 PID。

6.4 数字 PID 参数的选择

模拟 PID 调节器的整定是按照工艺对控制性能的要求，决定调节器的参数 K_{P}、T_{I}、T_{D}，这是工程中使用最普遍、最为广大工程技术人员所熟知的。

数字 PID 调节器参数的整定，除了需要确定 K_{P}、T_{I}、T_{D} 外，还需要确定系统的采样周期 T。生产过程对象通常有较大的惯性时间常数，而大多数情况，采样周期与对象的时间常数相比要小得多，所以数字调节器参数的整定可仿照模拟 PID 调节器参数整定的各种方法。



PID 控制的调试方法

最为理想的控制当属比例-积分-微分控制规律。它集三者之长：既有比例作用的及时迅速，又有积分作用的消除余差能力，还有微分作用的超前控制功能。

当偏差阶跃出现时，微分立即大幅度动作，抑制偏差的这种跃变；比例也同时起消除偏差的作用，使偏差幅度减小，由于比例作用是持久和起主要作用的控制规律，因此可使系统比较稳定；而积分作用慢慢把余差克服掉。只要 3 个作用的控制参数选择得当，便可充分发挥 3 种控制规律的优点，得到较为理想的控制效果。

比例系数的调节：比例系数 P 的调节范围一般是 0.1～100，如果增益值取 0.1，PID 调节器输出变化为 1/10 的偏差值。如果增益值取 100，PID 调节器输出变化为 100 倍的偏差值。可见该值越大，比例产生的增益作用越大。初调时，选小一些，然后慢慢调大，直到系统波动足够小，再调节积分或微分系数。过大的 P 值会导致系统不稳定，持续振荡；过小的 P 值又会使系统反应迟钝。合适的值应该使系统有足够的灵敏度但又不会反应过于灵敏，一定时间的迟缓要靠积分时间来调节。

积分系数的调节：积分时间常数的定义是，偏差引起输出增长的时间。积分时间设为 1s，则输出变化 100％所需时间为 1s。初调时要把积分时间设置大些，然后慢慢调小直到系统稳定为止。

微分系数的调节：微分值是偏差值的变化率。例如，如果输入偏差值为线性变化，则在调节器输出侧叠加一个恒定的调节量。大部分控制系统不需要调节微分时间。因为只有时间滞后的系统才需要附加这个参数。如果画蛇添足加上这个参数反而会使系统的控制受到影响。如果通过比例、积分参数的调节还是收不到理想的控制要求，就可以调节微分时间。初调时把这个系数设小，然后慢慢调大，直到系统稳定。

资料来源：http：//baike.baidu.com/view/104644.htm.

6.4.1 PID参数与系统控制性能

PID调节器的参数整定是一项十分重要而又细致的工作，其选择直接影响到控制系统的调节品质和性能。

对模拟PID调节器而言，参数整定就是根据加工工艺对控制性能的要求，对系统的比例系数K_P、积分时间T_I和微分时间T_D的选择和确定。理论分析和实践都表明，PID调节器的K_P、T_I和T_D参数与系统的动态和稳态特性密切相关，且都起着重要作用。

1. 比例系数K_P

动态时，比例系数K_P太小，系统动作缓慢，增加K_P，可提高系统动作的灵敏度，加快调节速度。但是，若K_P取值偏大，容易引起系统振荡，反而使调节时间加长，且当K_P太大时，系统将趋于不稳定状态。

稳态时，在系统稳定的情况下，随着比例系数K_P的加大，可以减小稳态误差，但不能消除稳态误差。

2. 积分时间T_I

积分控制常与比例控制和微分控制联合使用，组成PI控制或PID控制系统，积分时间T_I对系统性能的影响和作用是：

动态时，积分控制常使系统的稳定性下降，T_I值太小，系统不稳定；T_I太大，对系统的影响将削弱，只有选择合适的T_I值，才可使系统的过渡过程趋于理想状态。

稳态时，积分控制可以消除系统静态误差，提高系统控制精度，但T_I值太大时，因积分作用的削弱，反而不能减小稳态误差。

3. 微分时间T_D

微分控制亦常与比例控制或积分控制联合作用，组成PD或PID控制系统，微分时间T_D对系统性能的主要作用是减小超调量、缩短调节时间、允许加强比例控制，从而减小稳态误差，提高控制精度和改善动态特性等。但T_D值偏大或偏小时，反而会诱发超调量增加和加强调节时间，只有T_D值取得合适时，才可以获得比较满意的过渡过程。

可见，不同的控制规律各有特点，对于相同的控制对象选定不同的K_P、T_I、T_D值，将会产生不同的控制效率。

4. 采样周期T

采样周期T是两次采样之间的时间间隔。在数字控制系统中，采样周期的最大值是受

系统稳定性限制的。由稳定条件可以求出采样周期的最大值 T_{max}，而最小采样周期 T_{min} 为计算机执行控制程序所耗费的时间，系统的采样周期只能在 T_{max} 与 T_{min} 之间选择。然而，既要求系统能够稳定工作，又要求数字控制系统能保证有一定的动、静态指标，这就需要按照采样定理来考虑采样周期。

理论上，根据香农定理，对一个具有有限频谱的连续信号进行采样时，如果采样频率大于或等于信号所含最高频率的 2 倍，则对信号进行采样所得的一连串采样信号可以完全复现原来的信号，即

$$f_s \geqslant 2f_{max} \tag{6-19}$$

由此得采样周期的上限值为

$$T_{max} = \frac{1}{2f_{max}} \tag{6-20}$$

式中，f_{max} 为原连续信号的最高频率。可见，从信号的保真度来考虑，要求采样周期 T 不宜太长，即采样角频率 $\omega_s = 2\pi/T$ 不能太低，而从控制性能来考虑时，则希望采样角频率 ω_s 尽可能地高，即采样周期 T 尽可能得小。

采样定理没有给出采样周期的下限值，但这并不意味着采样周期选得越小越好。但是，因为采样周期越小，ω_s 值越高，计算机的计算负担越重，不利于充分发挥计算机的功能。另外，ω_s 高到一定程度后，即采样周期太小，两次采样的偏差变化不大，数字控制器的输出值变化很小，控制作用也不明显，则要求系统必须采用高速大容量的计算机。

所以，T 值的选定原则应该是，在确保离散信号高保真度和设备经济性的前提下，尽可能地选定较高的采样角频率 ω_s 值，去满足系统对控制性能的要求。

6.4.2 采样周期的选择

实际应用中，数字控制器采样周期 T 应该在 $T_{min} \sim T_{max}$ 之间选择，即

$$T_{min} \leqslant T \leqslant T_{max}$$

图 6.14 是从功能和经济角度分析的最佳采样周期。若采样周期靠近 T_{max}，系统可以稳定工作，但控制质量较差，因为这不满足采样定理，会有部分信息丢失。若采样周期靠近 T_{min}，则满足采样定理，可得到较好的控制质量。总之，T 的选择应综合考虑这样一些因素：

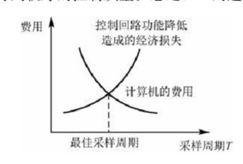


图6.14 从功能和经济选择最佳采样周期

（1）给定值的变化频率。加到被控对象上的给定值变化频率越高，采样频率应越高。这样给定值的改变可以迅速得到反映。

（2）被控对象的特性。若被控对象是慢速的热工或化工对象，采样周期一般取得较大；若被控对象是较快速的系统，采样周期应取得较小。根据被控对象的性能选择采样周期时可参考表 6－1。

表 6 - 1 常用被控量经验采样周期

被控物理量	采样周期/s	备注	被控物理量	采样周期/s	备注
流量	1～5	优选 1～5	温度	15～20	取纯滞后时间常数
压力	3～10	优选 6～8	成分	15～20	优选 18s
液位	6～8	优选 7s			

（3）使用的控制算式和执行机构的类型。当采用 PID 算式时，积分作用和微分作用与采样周期 T_s 的选择都有关。采样周期 T_s 太小，将使微分积分作用不明显。因为当 T_s 小到一定值后，受计算精度的限制，偏差值 $e(k)$ 始终为零。此外，当执行机构动作惯性小时，采样周期的选择要与之适应。否则，执行机构来不及反映数字控制器输出值的变化。

（4）控制的回路数。控制的回路数与采样周期 T 的关系为

$$T \geqslant \sum_{j=1}^{n} T_j \tag{6-21}$$

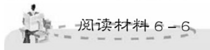
式中，T_j 指各控制回路程序的执行时间，即采样周期应大于所有回路控制程序执行时间之和，也就是说控制回路越多，采样周期就越大。

表 6 - 1 是常用被控量的经验采样周期。实践中，可以表中的数据为基础，通过试验最后确定最合适的采样周期。

6.4.3 数字 PID 控制的参数选择

在实际应用中，应根据具体过程的要求来考虑控制算法的参数。一般来说要求被控过程是稳定的，能迅速和准确地跟踪给定值的变化，超调量小，在不同干扰下系统输出应能保持在给定值上，操作变量不宜过大，在系统与环境参数发生变化时控制应保持稳定。显然，要同时满足上述各项要求是困难的，必须根据具体过程的要求，满足主要方面，同时还要兼顾其他方面。

PID 调节器的参数整定方法很多，但可归结为理论计算法和工程整定法两种。在工业过程中一般很难获得被控对象准确的数学模型，因此理论计算法并不常用，而通常采用简单易行的简易工程整定法，因为这种方法在整定参数时不必依赖被控对象的数学模型，对那些很难得到准确数学模型的控制系统是非常适用的。简易工程整定法是由经典的频率法简化而来的，虽然稍微粗糙一点，但是简单易行，适于现场应用。



PID 控制的参数整定

PID 控制是迄今为止最通用的控制方法。大多数反馈回路用该方法或其较小的变形来控制。PID 调节器及其改进型是在工业过程控制中最常见的控制器（至今在全世界过程控制中用的 84％仍是纯 PID 调节器，若改进型包含在内则超过 90％）。我们今天所熟知的 PID 控制器产生并发展于 1915—1940 年期间。尽管自 1940 年以来，许多先进控制方法不断推出，但 PID 控制器以其结构简单，对模型误差具有鲁棒性及易于操作等优点，仍被广泛应用于冶金、化工、电力、轻工和机械等工业过程控制中。

国内外关于PID参数整定方法已有一些综述文章。Astrom和Hagglund于1988年还出版了专著《PID控制器自整定》。但是同其他控制方法一样，几十年来，PID控制的参数整定方法和技术也处于不断发展中，特别是近年来，国际自动控制领域对PID控制的参数整定方法的研究仍在继续，许多重要国际杂志不断发表新的研究成果。如Automatica，IEEE Trans，on Control Syst. Tech，Control Eng. Practice等。值得提出的，Astrom和Hagglund于1995年再次出版了《PID控制器：理论、设计及整定(第二版)》。

自Ziegler和Nichols提出PID参数整定方法起，有许多技术已经被用于PID控制器的手动和自动整定。根据发展阶段的划分，可分为常规PID参数整定方法及智能PID参数整定方法；按照被控对象个数来划分，可分为单变量PID参数整定方法及多变量PID参数整定方法，前者包括现有大多数整定方法，后者是最近研究的热点及难点；按控制量的组合形式来划分，可分为线性PID参数整定方法及非线性PID参数整定方法，前者用于经典PID调节器，后者用于由非线性跟踪-微分器和非线性组合方式生成的非线性PID控制器。

资料来源：王伟，张晶涛，柴天佑．PID参数先进整定方法综述．自动化学报，2000，26(3).

1. 扩充临界比例度法

扩充临界比例度法是对模拟调节器中使用的临界比例度法的扩充。该方法实现数字控制系统参数整定的步骤如下：

(1) 选择一个足够短的采样周期，具体地说，可选择采样周期为被控对象纯滞后时间的1/10以下。

(2) 用选定的采样周期使系统工作，同时数字控制器去掉积分作用和微分作用，只保留比例作用，然后逐渐减小比例度，直到系统发生持续等幅振荡。记下使系统发生振荡的临界比例度 K_k 及系统的临界振荡周期 T_k。

(3) 选择控制度。控制度就是以模拟调节器为基准，将数字控制系统的控制效果与模拟调节器的控制效果相比较。控制效果的评价函数通常用误差平方面积 $\int e^2(t)\mathrm{d}t$ 表示，即

$$\text{控制度}=\frac{\left[\int_0^{\infty} e^2(t)\mathrm{d}t\right]_{\mathrm{DDC}}}{\left[\int_0^{\infty} e^2(t)\mathrm{d}t\right]_{\text{模拟}}} \tag{6-22}$$

实际应用中并不需要计算出两个误差平方面积，控制度仅表示控制效果的物理概念。例如，当控制度为1.05时，就是指DDC系统与模拟系统控制效果相当；控制度为2.0时，是指DDC系统的控制效果比模拟控制效果差。

(4) 根据选定的控制度，查表6-2，求得 T、K_p、T_I、T_D 的值。

2. 扩充响应曲线法

像在模拟控制系统中可用响应曲线法代替临界比例度法一样，在计算机控制系统中也

表 6-2　按扩充临界比例度法整定参数

控制度	控制规律	T/T_K	K_P/K_K	T_I/T_K	T_D/T_K
1.05	PI	0.03	0.53	0.88	
	PID	0.014	0.63	0.49	0.14
1.20	PI	0.05	0.49	0.91	
	PID	0.043	0.047	0.47	0.16
1.50	PI	0.14	0.42	0.99	
	PID	0.09	0.34	0.43	0.20
2.00	PI	0.22	0.36	1.05	
	PID	0.16	0.27	0.40	0.22

可以用扩充响应曲线法代替扩充临界比例度法，该方法适用于多容量自平衡系统。用扩充响应曲线法整定 T、K_P、T_I、T_D 的步骤如下：

(1) 数字控制器不接入控制系统，让系统处于手动操作状态，将被调量调节到给定值附近，并使之稳定下来。然后突然改变给定值，给对象一个阶跃输入信号。

(2) 用记录仪表记录被调量在阶跃输入下的整个变化过程曲线，如图 6.15 所示。

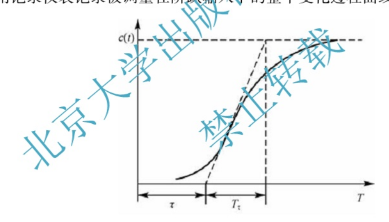


图 6.15　被控量在阶跃输入下的变化过程曲线

(3) 在曲线最大斜率处作切线，求得滞后时间 τ、被控对象时间常数 T_τ 及它们的比值 T_τ/τ。

(4) 由求得的 τ 和 T_τ 及它们的比值 T_τ/τ，查表 6-3，可得数字控制器的 T、K_P、T_I、T_D 的值。

表 6-3　按扩充响应曲线法整定参数

控制度	控制规律	T	K_P	T_I	T_D
1.05	PI	0.1τ	$0.84\,T_\tau/\tau$	0.34τ	
	PID	0.05τ	$1.15\,T_\tau/\tau$	2.00τ	$0.45t$
1.20	PI	0.20τ	$0.784\,T_\tau/\tau$	3.60τ	
	PID	0.16τ	$1.00\,T_\tau/\tau$	1.90τ	0.55τ

续表

控制度	控制规律	T	K_P	T_I	T_D
1.50	PI	$0.50\,\tau$	$0.68\,T_\tau/\tau$	$3.90\,\tau$	
	PID	$0.34\,\tau$	$0.85\,T_\tau/\tau$	$1.62\,\tau$	$0.65\,\tau$
2.00	PI	$0.80\,\tau$	$0.57\,T_\tau/\tau$	$4.20\,\tau$	
	PID	$0.60\,\tau$	$0.60\,T_\tau/\tau$	$1.50\,\tau$	$0.82\,\tau$

3. 归一参数整定法

除了上面讲的一般的扩充临界比例度法外，Roberts PD 在 1974 年提出一种简化扩充临界比例度整定法。由于该方法只需要整定一个参数即可，故称其为归一参数整定法。

根据式(6-9)增量型 PID 的公式为

$$\Delta u(k)=K_P\left\{e(k)-e(k-1)+\frac{T}{T_I}e(k)+\frac{T_D}{T}[e(k)-2e(k-1)+e(k-2)]\right\} \tag{6-23}$$

根据 Ziegler-Nichle 条件，如令 $T=0.1T_K, T_I=0.5T_K, T_D=0.125T_K$（$T_k$ 为纯比例作用下的临界振荡周期），则

$$\Delta u(k)=K_P[2.45e(k)-3.5e(k-1)+1.25e(k-2)]$$

这样，整个问题简化为只要整定一个参数 K_P。改变 K_P，观察控制效果，直到满意为止。该法为实现简易的自整定控制带来方便。

4. 变参数寻优法

在工业生产过程中，若用一组固定的参数来满足各种负荷或干扰时的控制性能的要求是很困难的，因此，必须设置多组 PID 参数，当工况发生变化时，能及时调整 PID 参数，使过程控制性能最佳。目前常用的参数调整方法有以下几种：

(1) 对某些控制回路根据负荷不同，采用几组不同的 PID 参数，以提高控制质量。

(2) 时序控制，按照一定的时间顺序采用不同的给定值和 PID 参数。

(3) 人工模拟，把现场操作人员的操作方法及操作经验编制成程序，由计算机自动改变参数。

(4) 自寻最优，编制自动寻优程序，当工况变化时，计算机自动寻找合适的参数，使系统保持最佳的状态。

6.5 数字 PID 控制的工程实现

在模拟仪表系统中，控制器由模拟电路实现，它与其他控制运算单元通过硬连接在一起构成完整的控制系统，共同完成特定的控制功能。

计算机控制系统中，控制运算功能由计算机程序实现，为了方便使用，常常将各种控制运算单元编写成子程序或函数并封装起来，称为控制运算模块。用户通过其外部参数将各种控制运算模块连接起来以构成完整的控制系统，同时提供可在线调整的内部参数。

数字控制器的设计本质上是按控制算法编制一段应用程序，由于其具有参数整定方便、结构改变灵活(如效果较佳)等优点，而获得了广泛的应用。但是，在设计控制程序时，必须考虑各种工程实际情况，并含有一些必要的功能以便用户选择。数字控制器算法的工程实现可分为由给定值处理、被控值处理、偏差处理、控制算法、控制量处理及自动/手动无扰切换等模块组成，如图 6.16 所示。下面就介绍数字控制器的工程实现。

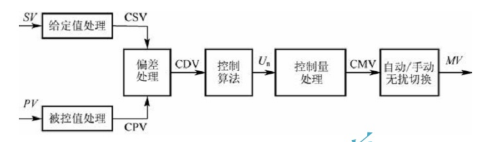
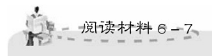


图 6.16 数字 PID 控制器的控制模块



PID 控制的应用

一种控制方法能被广泛应用和发展，根本原因在于这种控制方法满足实际控制的应用需求和具备应用实现的条件。在计算机技术没有发展的条件下，大量需求的控制对象是一些较为简单的单输入单输出线性系统，而且对这些对象的自动控制要求是保持输出变量为要求的恒值，消除或减少输出变量与给定值之误差、误差速度等。而 PID 控制的结构，正是适合于这种对象的控制要求。另一方面，PID 控制结构简单、调试方便，用一般电子线路、电气机械装置很容易实现，在无计算机条件下，这种 PID 控制比其他复杂控制方法具有可实现的优先条件，即使到了计算机的时代，由于被控对象输出信息的获取目前主要是“位置信息”、“速度信息”和部分“加速度信息”，而更高阶的信息无法或很难测量，在此情况下，高维、复杂控制只能在计算方法上利用计算机的优势，而在实际应用中，在不能或难以获得高阶信息的条件下，PID 控制或二阶形式的控制器仍是应用的主要方法。

资料来源：吴宏鑫，沈少萍．PID 控制的应用与理论依据．控制工程，2003，10(1).

6.5.1 给定值处理

给定值处理包括选择给定值 SV 和给定值变化率限制 SR 两部分，如图 6.17 所示。通过选择软开关 CL/CR，可以构成内给定状态或外给定状态；通过选择软开关 CAS/SCC，可以构成串级控制或 SCC 控制。

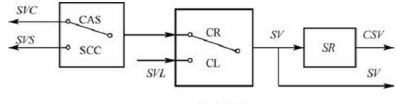


图 6.17 给定值处理

1. 选择给定值 SV——通过选择软开关 CL/CR 和 CAS/SCC 选择

(1) 内给定状态。当软开关 CL/CR 切向 CL 位置时，可选择由操作员设置的给定值 SVL，利用给定值按键可以改变给定值，这时系统处于单回路控制的内给定状态。

(2) 外给定状态。当软开关 CL/CR 切向 CR 位置时，给定值来自上位计算机、主回路或其他运算模块，这时，系统处于外给定控制状态。切换信号可从操作面板上产生，也可以为外部逻辑信号。外给定的例子如监督控制(SCC)、串级控制(CAS)等。给定值来自外部，通过软开关 CAS/SCC 选择：

SCC 控制——当软开关 CAS/SCC 切向 SCC 位置时，给定值 SVS 来自上位计算机，以实现二级计算机控制。

串级控制——当软开关 CAS/SCC 切向 CAS 位置时，给定值 SVC 来自主调节模块，以实现串级控制。

2. 给定值变化率限制——变化率的选取要适中

为了减少给定值突变对控制系统的扰动，防止比例、微分饱和，以实现平稳控制，需要对给定值的变化率 SR 加以限制。变化率的选取要适中，过小会使相应系统变慢，过大则达不到限制的目的。

综上所述，在给定值处理框图 6.15 中，共具有 3 个输入量(SVL、SVC、SVS)，2 个输出量(SV、CSV)，2 个开关量(CL/CR，CAS/SCC)，1 个变化率(SR)。为了便于 PID 控制程序调用这些量，需要在每个 PID 控制模块提供一段内存数据区，来存储以上变量。

6.5.2 被控值处理

为了安全运行，需要对被控值 PV 进行处理，主要包括被控值上限、下限报警，设置一定的报警死区(HY)等，如图 6.18 所示。

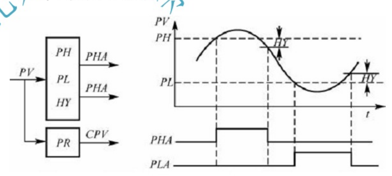


图 6.18 被控值处理

当 $PV>PH$(上限值)时，则上限报警状态(PHA)为“1”；当 $PV<PL$(下限值)时，则下限报警状态(PLA)为“1”。

为了不使 PHA/PLA 的状态频率改变，可以设置一定的报警死区(HY)。

当出现上、下限报警状态(PHA、PLA)时，为了提醒操作员注意，可以通过驱动电路设置声或光报警。同时为了实现平稳控制，需要对参与控制的被控值的变化率 PR 加以限制。变化率的选取要适中，过小会使相应系统变慢，过大则达不到限制的目的。

在被控值处理数据区需要存放 1 个输入量(PV)，3 个输出量(PHA、PLA 和 CPV)，4 个参数(PH、PL、HY 和 PR)。

6.5.3 偏差处理

偏差处理主要包括偏差的正反作用、偏差报警、输入补偿和非线性特性四个部分，如图 6.19 所示。

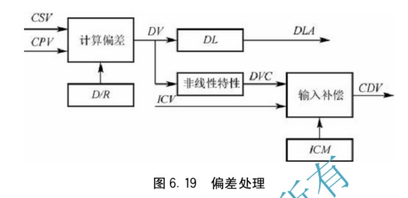


图 6.19 偏差处理

1. 偏差正反作用

正反作用计算是根据逻辑信号 D/R 来进行的：

若 $D/R=0$，称为正作用，此时 $DV^{+}=CPV-CSV$，或称增增作用，因为当被控值增加时控制输出将增加；

若 $D/R=1$，称为反作用，此时 $DV^{-}=CSV-CPV$，或称增减作用，因为当被控值增加时控制输出将减少。

2. 偏差报警

对于控制要求较高的对象，不仅要设置被控量 PV 的上、下限报警，而且要设置偏差报警。当偏差绝对值 $|DV|>DL$ 时，则偏差报警状态 DLA 为“1”。

3. 输入补偿

根据输入补偿方式 ICM 状态，决定偏差 DVC 与输入补偿量 ICV 之间的关系，即：

当 $ICM=0$ 时，表示无补偿，此时 $CDV=DVC$；

当 $ICM=1$ 时，表示加补偿，此时 $CDV=DVC+ICV$；

当 $ICM=2$ 时，表示减补偿，此时 $CDV=DVC-ICV$；

当 $ICM=3$ 时，表示置换补偿，此时 $CDV=ICV$。

利用加、减输入补偿，可以分别实现前馈控制和纯滞后补偿(smith)控制。

4. 非线性特性

非线性补偿环节用来实现非线性 PID 控制。对于控制精度要求不高的场合，使用带有死区的 PID 控制器可以避免系统在给定值附近的频繁波动。典型的非线性补偿环节，如图 6.20 所示。

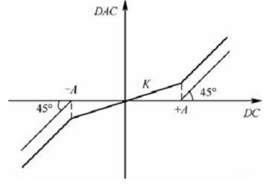


图 6.20 非线性特性

图 6.18 中当偏差 DV 落在区间$[-A, A]$时，补偿环节的斜率为 K，而该区间之外补偿环节的斜率为 1。

当 $K=0$ 时，为带有死区的 PID 控制；当

$0<K<1$ 时，为非线性控制；当 $K=1$ 时，为常规控制。

6.5.4　控制算法的实现

在自动状态下，需要进行控制计算，即按照 PID 控制的各种差分方程，计算控制量 U 并进行上、下限限幅处理，如图 6.21 所示。

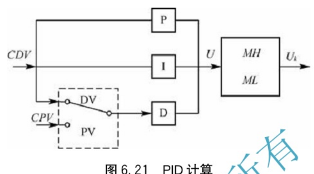


图 6.21　PID 计算

当软开关 DV/PV 切向 DV 位置时，则选用偏差微分方式；当软开关 DV/PV 切向 PV 位置时，则选用测量(即被控量)微分方式。

在 PID 计算数据区，不仅要存放 PID 参数(KP/TI/TD)和采样周期 T，还要存放微分方式 DV/PV，积分分离阈值 ε、控制量上限值 MH 和下限值 ML，以及控制量 U_k。为了进行递推运算，还应保存历史数据 $e(k-1)$、$e(k-2)$ 和 $U(k-1)$。

6.5.5　控制量处理

一般情况下，在输出控制量 U_k 以前，还应经过如图 6.22 所示的各项处理，以便扩展控制功能，实现安全平稳操作。

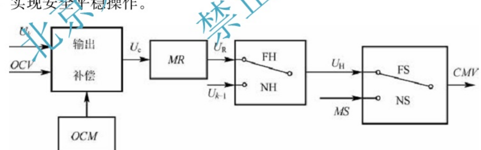


图 6.22　控制量处理

1. 输出补偿

根据输出补偿方式 OCM 的状态，决定控制量 U_k 与输出补偿量 OCV 之间的关系，即：

当 $OCM=0$ 时，代表无补偿，此时 $U_c=U_k$；

当 $OCM=1$ 时，代表加补偿，此时 $U_c=U_k+OCV$；

当 $OCM=2$ 时，代表减补偿，此时 $U_c=U_k-OCV$；

当 $OCM=3$ 时，代表置换补偿，此时 $U_c=OCV$；

利用输出和输入补偿，可以扩大实际应用范围，灵活组成复杂的数字控制器，以便组成复杂的自动控制系统。

2. 变化率限制

为了平稳操作，需要对控制量的变化率 MR 加以限制。变化率的选取要适中，过小会使操作变慢，过大则达不到限制的目的。

3. 输出保持

当软开关 FS/NS 切向 NS 位置时，当前时刻的控制量 $U_k=U_{k-1}$，即等于前一时刻的控制量。

当软开关 FS/NS 切向 FS 位置时，又恢复正常输出方式。软开关 FS/NS 状态一般来自系统安全报警开关。

控制量处理数据区需要存放输出补偿量 OCV 和补偿方式 OCM、变化率限制值 MR、软开关 FH/NH 和软开关 FS/NS 、安全输出量 MS 及控制量 CMV。

4. 安全输出

当软开关 FS/NS 切向 NS 位置时，当前时刻的控制量等于预置的安全输出量 MS。

当软开关 FS/NS 切向 FS 位置时，又恢复正常输出方式。软开关 FS/NS 状态一般来自系统安全报警开关。

6.5.6 自动/手动切换

图 6.23 为自动/手动切换处理框图，在正常运行时，系统处于自动状态；而在调试阶段或出现故障时，系统处于手动状态。

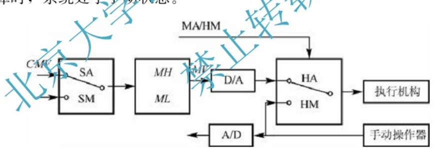


图 6.23 自动/手动切换处理

1. 软自动/软手动切换

当软开关 SA/SM 切向 SA 位置时，系统处于正常的自动状态，称为软自动(SA)；反之，切向 SM 位置时，控制量来自操作键盘或上位计算机，此时系统处于计算机手动状态，称为软手动(SM)。一般在调试阶段，采用软手动(SM)方式。

2. 控制量限幅

为了保证执行机构工作在有效范围内，需要对控制量 U_k 进行上、下限限幅处理，使得 $ML \leqslant MH$，再经 D/A 转换器输出 0～10mA(DC)或 4～20mA(DC)。

3. 自动/手动状态

对于一般的计算机控制系统，可采用手动操作器作为计算机的后援操作。

当切换开关处于 HA 位置时，控制量 MV 通过 D/A 转换器输出，此时系统处于正常

的计算机控制方式，称为自动状态(HA 状态)；反之，若切向 HM 位置，则计算机不再承担控制任务，由操作人员通过手动操作器输出 0～10mA(DC)或 4～20mA(DC)信号，对执行机构进行远方操作，称为手动状态(HM 状态)。

4. 无扰动切换

无扰动切换是指在进行手动到自动或自动到手动的切换之前，不必由人工进行手动输出控制信号与自动输出控制信号之间的对位平衡操作，就可以保证切换时不会对执行机构的现有位置产生扰动。为此，应采取以下措施：

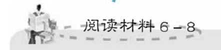
为了实现从手动到自动的无扰动切换，在手动(SM/HM)状态下，尽管并不进行 PID 计算，但应使给定值(*CSV*)跟踪被控量(*CPV*)，同时也要把历史数据，如 $e(k-1)$、$e(k-2)$ 清零，还要使 $u(k-1)$ 跟踪手动控制量(*MV* 或 *VM*)。这样，一旦切向自动(SA 或 HA)状态时，由于 $CSV = CPV$，因而偏差 $e(k) = 0$，而 $u(k-1)$ 又等于切换瞬间的手动控制量，这就保证了 PID 控制量的连续性。当然，这一切要有相应的硬件电路配合。

当从自动(SA/HA)切向软手动(SM)时，只要计算机应用程序工作正常，就能自动保证无扰动切换。当从自动(SA/HA)切向硬手动(HM)时，通过手动操作器电路，也能保证无扰动切换。

从输出保持状态或安全输出状态切向正常的自动工作状态时，同样需要进行无扰动切换，为此可采取类似的措施。

自动/手动切换数据区需要存放软手动控制量 *SMV*、软开关 SA/SM 状态、控制量上限值(MH)和下限值(*ML*)、控制量 *MV*、切换开关 HA/HM 状态，以及手动操作器输出 *VM*。

以上讨论了 PID 控制程序的各部分功能及相应的数据区。完整的 PID 控制模块数据区除了上述各部分外，还有被控量量程上限 *RH* 和量程下限 *RL*、工程单位代码、采样(控制)周期等。该数据区是 PID 控制模块存在的标志，可把它看成是数字 PID 控制器的实体。只有正确填写 PID 数据区后，才能实现 PID 控制系统。



PID 控制发展历程

PID 控制器是过程控制中应用最为广泛的控制方法。自 1970 年以来，PID 控制器的理论研究正日益受到重视。一个原因是微电子技术的飞速进步推动了 PID 自动整定技术的发展。第二个原因是模型预测控制的发展要求底层 PID 控制器有良好的整定。

PID 控制技术的发展可以分为两个阶段。20 世纪 30 年代晚期微分控制的加入标志着 PID 控制成为一种标准结构，也是 PID 控制两个发展阶段的分水岭。第一个阶段为发明阶段(1900—1940 年)。PID 控制的思想逐渐明确，气动反馈放大器被发明，仪表工业的重心放在实际 PID 控制器的结构设计上。1940 年以后是第二阶段——革新阶段。在新阶段，PID 控制器已经发展成一种鲁棒的、可靠的、易于应用的控制器。仪表工业的重心是使 PID 控制技术能跟上工业技术的最新发展。从气动控制到电气控制到电子控制再到数字控制，PID 控制器的体积逐渐缩小，性能不断提高。一些处于世界领先地位的自动化仪表公司对 PID 控制器的早期发展做出了重要贡献，甚至可以说 PID 控制器

完全是在实际工业应用中被发明并逐步完善起来的。值得指出的是，1939年Taylor仪器公司推出的一款带有所谓“Pre-act”功能的名为“Fulscope”的气动控制器，以及同时期Foxboro仪器公司推出的带有所谓“Hyper-re-set”功能的“Stabilog”气动控制器都是最早出现的具有完整结构的PID控制器。“Pre-act”与“Haper-re-set”功能实际都是在控制器中加入了微分控制。

PID控制器至今仍是应用最广泛的一种实用控制器。各种现代控制技术的出现并没有削弱PID控制器的应用，相反，新技术的出现对于PID控制技术的发展起了很大的推动作用。一方面，各种新的控制思想不断被应用于PID控制器的设计之中或者是使用新的控制思想设计出具有PID结构的新控制器，PID控制技术被注入了新的活力。另一方面，某些新控制技术的发展要求更精确的PID控制，从而刺激了PID控制器设计与参数整定技术的发展。

资料来源：杨智，朱海锋，黄以华．PID控制器设计与参数整定方法综述．化工自动化及仪表，2005，32(5).

习　题

6-1　试指出系数K_P、K_I、K_D在PID调节器中的作用，它们对系统的调节品质有何影响?

6-2　试推导数字PID控制的位置型和增量型算式。

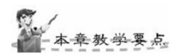
6-3　试分析采样周期T在PID调节器中的作用，它与哪些因素有关?在PID算法中如何确定采样周期T?

6-4　试分析PID算法中微分项和积分项在PID调节器中的作用，不完全微分PID控制算法的优点，并推导其算式。

6-5　什么是积分饱和?比较数字PID算法中处理积分项的方法。

6-6　简述数字PID调节其参数的整定方法，分析工程上常用的扩充临界比例度法、归一参数整定法等方法的优缺点。

第7章 抗干扰技术



知识要点	掌握程度	相关知识
测控系统中噪声干扰的形成	掌握测控系统共模干扰、差模干扰的模式原理； 了解测控系统中常见噪声的耦合方式	噪声的来源； 不同情况下常见的噪声类型； 噪声的一般处理措施
硬件抗干扰措施	掌握接地的概念和不同的接地技术； 掌握抑制系统差模干扰和共模干扰的措施，尤其是屏蔽、隔离的措施	接地技术； 差模和共模干扰； 电源系统及印制电路板中的抗干扰措施
软件抗干扰措施	理解软件抗干扰的措施及优、缺点； 了解数字滤波技术的原理及方法	软、硬件“看门狗”电路； 软硬件结合的“看门狗”电路； 系统的故障自动恢复处理程序



导入案例

电磁兼容性(EMC)

自从电子系统降噪技术在20世纪70年代中期出现以来，主要由美国联邦通讯委员会在1990年和欧盟在1992年提出了对商业数码产品的有关规章，这些规章要求各个公司确保它们的产品符合严格的磁化系数和发射准则。符合这些规章的产品称为具有电磁兼容性(Electromagnetic Compatibility，EMC)。

国际电工委员会标准IEC对电磁兼容的定义为：系统或设备在所处的电磁环境中能正常工作，同时不会对其他系统和设备造成干扰。

电磁兼容性包括两方面：EMI(电磁干扰)、EMS(电磁耐受)两方面。其中EMI包括CE(传导干扰)、RE(辐射干扰)、PT(干扰功率)测试等等；EMS包括ESD(静电放电)、RS(辐射耐受)、EFT/B(快速脉冲耐受)、surge(雷击)等等。

以上的各种试验都要由专门的实验室进行测试，是电子类商品进入市场前要取得认证的必要条件。中国这样的实验室很多，大部分集中在深圳等地。

电磁兼容性试验与检测的试验室有环境可靠性与电磁兼容试验服务中心、航天环境可靠性试验中心等机构。为了防止一些电子产品产生的电磁干扰影响或破坏其他电子设备的正常工作，各国政府或一些国际组织都相继提出或制定了一些对电子产品产生电磁干扰的有关规章或标准，符合这些规章或标准的产品就可称为具有电磁兼容性。电磁兼容性标准不是恒定不变的，而是每天都在改变，这也是各国政府或经济组织，保护自己利益经常采取的手段。

资料来源：http://baike.baidu.com/view/23594.htm.

7.1 噪声干扰的形成

在测控系统中有用的测量信号或控制信号以外的任何信号都称为干扰。干扰可以来自测控系统的外部，也可以来自测控系统本身。对于测控系统来说，最大的干扰源是电磁干扰，因此本章的讨论也主要针对电磁干扰。

电磁干扰是指空间电场和磁场的有序或无序变化所导致的影响设备正常运行的有害因素。自然界的各种充放电现象和人类的各种用电活动，都会产生各种形式的电磁干扰。通常形成电磁干扰需要具备3个条件：干扰源，又称噪声源；电磁干扰的传播途径(耦合和辐射)；受扰设备。因此，抑制噪声干扰的方法也相应地有3个：降低噪声源的强度；抑制或切断噪声源与接收电路间的耦合通道；使接收电路对噪声不敏感。多数情况下，需在这三个方面同时采取措施。

7.1.1 噪声源

能产生一定的电磁能量而影响周围设备正常工作的物体或设备称为干扰源，其种类很多，可分为内部噪声源和外部噪声源两种。

1. 内部噪声源

内部噪声是指在电子装置和设备内部的电路或器件产生的噪声。主要有电路元器件产生的固有噪声；感性负载切换时产生的噪声干扰和接触噪声等。

固有噪声是由电路元器件内部物理性的无规则的波动所造成的干扰，主要包括热噪声和散粒噪声。热噪声是电阻导体中电子的无规则热震动引起的起伏噪声电流的现象。电阻热噪声是起伏噪声，它的特点是脉冲较窄且极性、大小和出现时间是随机的。散粒噪声是晶体管的主要噪声源，它是由单位时间内通过 PN 结载流子数目的随机起伏而造成的。散粒噪声的大小与晶体管的静态工作点电流有关。

感性负载是指各种具有交、直流电磁线圈的负载，如交、直流继电器，接触器，电磁铁和电机等。感性负载切换时线圈两端会出现很高的瞬态电压，产生强烈的噪声干扰。它不仅会对本回路造成强干扰，而且还会以电磁感应的方式干扰邻近回路，影响较大。常用的抑制此类干扰的方法是在感性负载线圈的两端并接吸收网络即抑制网络。抑制网络中常用的元器件包括压敏电阻、二极管、电阻、电容、稳压二极管等，其组合形式如图 7.1 所示。

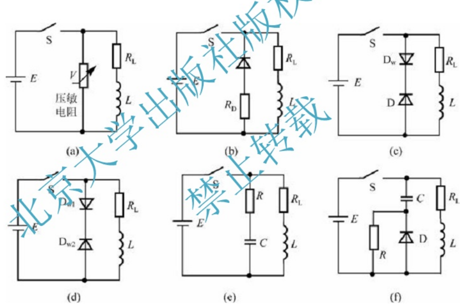


图 7.1 感性负载的干扰抑制网络

接触噪声是由于两种材料之间的不完全接触而引起导电率起伏所产生的噪声。凡是有导体接触不良的器件都存在接触噪声。例如，晶体管焊接处接触不良(虚焊或漏焊)、继电器触点之间、插头与插座之间、电位器滑臂与电阻丝之间的不良接触都会产生接触噪声。该噪声电压与频率成反比，所以又称为 $1/f$ 噪声。电子管中的闪烁噪声、电阻中的过剩噪声均为接触噪声。

2. 外部噪声源

外部噪声源是指从外部侵入电子装置和设备的噪声，主要有自然噪声和来自其他设备的人为噪声。

(1) 自然噪声：主要指天体和天电干扰。天体干扰是由太阳或其他恒星辐射电磁波所产生的干扰。天电干扰是由雷电、大气的电离作用、火山爆发及地震等自然现象所产生的

电磁波和空间电位变化所引起的干扰。

(2) 人为噪声：其他机器和设备产生的噪声，包括有触点电器、放电管、工业用高频设备、电力输送线、机动车、大功率发射装置、超声波设备等产生的放电干扰、射频干扰及工频干扰等。

7.1.2 噪声耦合方式

噪声源所产生的噪声之所以能够干扰正常工作的电子系统，是因为存在着一定的传播途径即耦合通道。噪声的主要耦合方式有静电耦合、电磁耦合、漏电流耦合和共阻抗耦合等。

1. 静电耦合

静电耦合又称电容性耦合或电场耦合，是由两个电路之间存在寄生电容，产生静电效应而引起的干扰。小电流、高电压噪声源对测试系统的干扰主要是通过电容性耦合。例如，射频频率设备内部由于元器件和导线之间存在分布电容而产生的干扰，化纤、纤维之间的摩擦而使人体带电，从而对电气设备产生的干扰。

图 7.2(a)为平行分布导线 1 和 2 之间的静电电容性耦合示意图，等效电路如图 7.2(b)所示。图中 C_1 是导线 1 对地的分布电容，C_2 是导线 2 对地的分布电容，C_{12} 是两导线之间的分布电容，R 是导线 2 的对地电阻，$\dot{U}_1$ 为等效的信号电压。

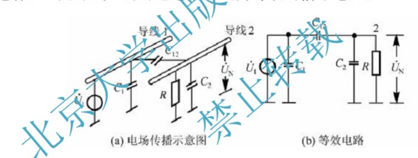


图 7.2 静电电容性耦合示意图

若信号电压的角频率为 ω，导线 2 为受感导线，在不考虑 C_1时，导线 2 上由于耦合形成的对地噪声电压(有效值)U_N为

$$U_N = \left| \frac{j\omega C_{12}}{\frac{1}{R} + j\omega(C_{12} + C_2)} \right| \times U_1$$

当 R 很大时，有

$$R \gg \frac{1}{\omega(C_{12} + C_2)}$$

则其可以简化为

$$U_N \approx \frac{C_{12}}{C_{12} + C_2} \times U_1 \qquad (7\text{-}1)$$

可见，此时 U_N与信号的电压频率基本无关，而正比于 C_{12}与 C_2 的分压比。显然，只要设法降低 C_{12}值，就可以减小 U_N值。因此，在分布线时应增大两导线间的距离，并尽量使两导线平行。

当 R 很小时，即

$$R \ll \frac{1}{\omega(C_{12}+C_2)}$$

则可以简化为

$$U_N \approx \omega C_{12} R U_1 \tag{7-2}$$

这时U_N与信号电压频率、幅值、输入电阻及耦合电容C_{12}成正比。显然，只要设法降低R值就能减小耦合回路的噪声电压，即当干扰源的电压U_1和角频率ω一定时，要降低静电电容性耦合效应就必须减小电路的等效输入阻抗R和寄生电容C_{12}。

2. 电磁耦合

电磁耦合又称为电感性耦合。在任何载流导体周围空间中都会产生磁场。若磁场是交变的，则对周围闭合电路产生感应电动势。

在设备内部，线圈或变压器的漏磁是一个很大的干扰；在设备外部，当两根导线在很长的一段区间架设时，也会产生干扰。如图7.3所示，当导线1中有电流I_1流过时，通过电磁感应而引起的耦合，在导线2中的感应电压为

$$\dot{U}_N = j\omega M\dot{I} \tag{7-3}$$

式中，ω为电流噪声源I_1的角频率；M为两导体之间的互感。

由此可见，干扰电压正比于干扰源角频率ω、互感系数M和干扰源电流。这种干扰耦合方式多见于大电流低电压干扰源。

3. 漏电流耦合

漏电流耦合是电阻性耦合。当相邻的元件或导体之间的绝缘不良导致绝缘电阻降低时，一些电信号就会通过这个降低了的绝缘电阻R耦合到电测装置引起干扰。

图7.4是漏电阻耦合的示意图，其中R为电路1与电路2之间的绝缘电阻，Z_i为电路2的输入阻抗。当绝缘电阻R降低时，电路1上的电压就通过R与Z_i的分压耦合到电路2上，在电路2上引起干扰电压。

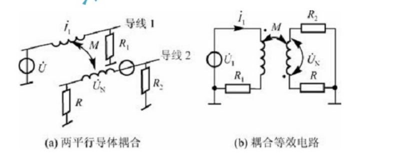


图7.3　两个导体之间的电磁耦合

电路1
电路2

图7.4　电阻耦合

此时干扰耦合电压为

$$\dot{U}_N = \frac{Z_i}{Z_i+R}\dot{U}_i \approx \frac{Z_i}{R}\dot{U}_1 \tag{7-4}$$

式中，$\dot{U}_1$为干扰源电压；Z_i为被干扰测量电路的输入阻抗；R为漏电阻。

4. 共阻抗耦合

共阻抗耦合是噪声源和信号源具有公共阻抗时的传导耦合。当多个电路共用同一公共线，其中任何一个电路中的电流波动都将会通过公共线的阻抗在其他电路上产生干扰电

压。例如，当多个电路共用同一电源时，由电源的公共内阻就会造成各电路间的相互干扰。

产生公共阻抗耦合干扰的原因主要包括共用电源、公共地线、多路输出的公共负载等。

1）电源共阻抗的耦合干扰

图7.5所示是经过公共电源的内阻和连线而产生的耦合干扰。当一个电源供给几个电路时，高电平电路的输出电流就会全部或部分地流进电源，从而形成干扰。当电源内阻抗较大时，会产生比较大的干扰电压，从而通过电源线影响其他电路。

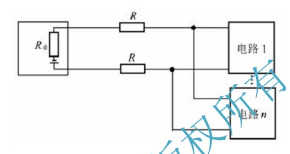


图7.5 电源共阻抗耦合干扰

为了防止共阻抗耦合，应使耦合阻抗趋近于零。对电源共阻抗耦合就要尽量减小电源的内阻，同时在电路中增加电源退耦滤波电路。

2）公共地线耦合干扰

测控系统中往往共用一个地线，由于地线本身具有一定的阻抗，当各部分电路的地电流流过一个公共阻抗时，就发生了公共阻抗耦合。由于地线就是信号的回流线，因此当两个电路共用一段地线时，彼此也会相互影响。一个电路的地电位会受到另一个电路工作状态的影响，即一个电路的地电位受另一个电路的地电流的调制，另一个电路的信号就耦合进了前一个电路，在地线阻抗上产生电压，当这部分电压构成信号放大电路的一部分时，地线电压即被放大形成对有关电路的干扰输出，如图7.6所示。图中R_1、R_2、R_3即为公共地阻抗。

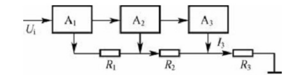


图7.6 公共地线耦合干扰

3）输出阻抗耦合干扰

当信号输出电路同时向几路负载供电时，任何一路负载电压的变化都会通过线路公共阻抗(包括信号输出电路的输出阻抗和输出接线阻抗)耦合而影响其他路的输出，产生干扰。如图7.7所示，图中Z_s为信号输出电路的输出阻抗，Z_0为输出接线阻抗；Z_L为负载阻抗。

如果A路的输出电压产生变化ΔU_A，将在负载B上引起干扰ΔU_B，一般$Z_l \gg Z_s \gg Z_0$，则干扰电压ΔU_B为

$$\Delta U_B \approx \frac{Z_s}{Z_L}\Delta U_A \tag{7-5}$$

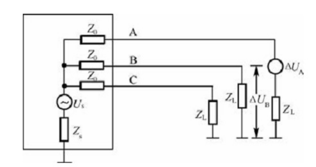


图 7.7　输出阻抗耦合干扰

则减小输出共阻抗 Z_s，可以减小由输出阻抗耦合产生的干扰 ΔU_B。

7.1.3　噪声的干扰模式

噪声会通过各种不同的耦合方式进入测控系统，从而对其产生干扰。根据干扰的形成和作用的方式，一般将信号分为差模干扰信号和共模干扰信号两大类。

1. 差模干扰信号

差模干扰信号是指串联于有用信号源回路的干扰，也称为横向干扰、平衡干扰、正态干扰、常态干扰或常模干扰等。其表现形式如图 7.8(a)所示，因为差模干扰信号和工作信号是以电势源的形式相串联而作用于接收电路输入端的，是一个叠加量，所以将直接对系统的工作形成影响。

产生差模干扰的原因主要是当两个电路之间存在分布电容或磁环链现象时，一个回路中的信号就可能在另一个回路中产生感应电动势，形成串模干扰信号。其次信号回路中元件参数的变化也是一种差模干扰信号。

如图 7.8(b)所示，如果噪声源阻抗较低，可以将其看作是一个电压源和信号源相串联的形式，其在输出端形成的干扰。图中设 U_{dm} 为噪声源电压，U_{on} 为输出端干扰电压，电路的差模增益为 K_d，则输出端噪声为

$$U_{on} = U_{dm} \times K_d \tag{7-6}$$

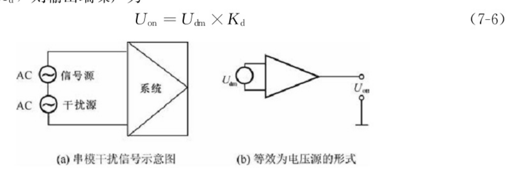


图 7.8　差模干扰信号

常见的差模干扰信号有：外部交变磁场对传感器的一端引入的电磁耦合，外部高压交变电场对传感器或放大器形成的漏电流耦合等。

2. 共模干扰信号

共模干扰信号是指由于对地电位的变化所形成的干扰信号，又称为对地干扰、同相干扰、不平衡干扰、纵向干扰或共态干扰等，其等效电路如图 7.9(a)所示。由于计算机的

地、信号源放大器的地及现场信号源的地通常要相隔一段距离，当两个接地点之间流过电流时，尽管接地点之间的电阻极小，也会使对地电位发生变化，形成一个电位差 U_{cm}，这个 U_{cm} 对放大器就产生共模干扰。

如图 7.9(b)所示，共模噪声一般可以用电压源的形式来表征，图中设 U_{cm} 为噪声源电压，U_{on} 为输出端干扰电压，电路的差模增益为 K_c，则输出端噪声为

$$U_{on} = U_{cm} \times K_c \tag{7-7}$$

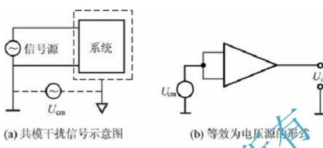


图 7.9　共模干扰信号

共模干扰一般不会对电路直接产生影响，但当电路参数不对称时，共模干扰信号将会转化为差模干扰信号而对电路造成影响。在工程实际中，由于共模干扰信号电压一般幅度都较大，且产生的机理及干扰的渠道也比较复杂，具体抑制措施的实施难度也较大，因此在实际工作中对共模干扰信号的抑制就成为电子系统中噪声抑制技术的重点与关键所在。

3. 共模抑制比

由于共模干扰只有转换为差模干扰时才能对电路形成影响，因此共模干扰对电子系统的影响程度，取决于共模干扰转换为差模干扰时的比例。为了衡量电子系统对共模干扰的抑制能力，就产生了“共模抑制比”的概念。

共模抑制比($CMRR$)定义为电路的差模增益 K_d 与电路的共模增益 K_c 之比或是共模输入噪声与等效的差模输入噪声之比。

$$CMRR = \frac{K_d}{K_c} = \frac{U_{cm}}{U_{dm}} \tag{7-8}$$

“等效”指 U_{cm} 与 U_{dm} 在输出端形成的干扰电压 U_{on} 相等，即

$$U_{on} = U_{cm} \times K_c = U_{dm} \times K_d$$

因此 U_{dm} 也就是共模噪声干扰电压折算到差模输入端的值，即

$$U_{dm} = \frac{U_{cm} \times K_c}{K_d} \tag{7-9}$$

则共模噪声在输出端形成的干扰

$$U_{on} = U_{cm} \times K_c = U_{cm} \times \frac{K_d}{CMRR} \tag{7-10}$$

即电路的共模抑制比越高，共模噪声在输出端形成的干扰就越小。

【例 7.1】 图 7.10 为常见的双线传输电路，图中 r_1、r_2 分别为两传输线的内阻，R_1、R_2 分别为两传输线输出端即后接电路的两输入端对地电阻，试推导该电路的共模抑制比。

解：双线传输电路的共模干扰信号和差模干扰信号如图 7.10 所示。

由图 7.10 可见，共模干扰信号、差模干扰信号在输出端产生的干扰电压分别为

$$U_{on} = U_{cm}\left(\frac{R_1}{r_1 + R_1} - \frac{R_2}{r_2 + R_2}\right)$$



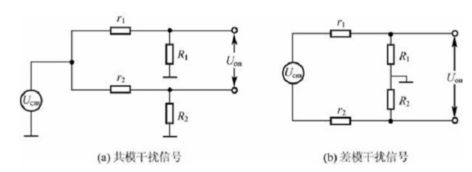


图 7.10　双线传输电路的共模干扰和差模干扰

$$U_{on} = U_{dm}\left(\frac{R_1 + R_2}{r_1 + R_1 + r_2 + R_2}\right)$$

令上两式相等，得该电路的共模抑制比为

$$CMRR = \frac{U_{cm}}{U_{dm}} = \frac{\left(\dfrac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + r_1 + r_2}\right)}{\left(\dfrac{R_1}{r_1 + R_1} - \dfrac{R_2}{r_2 + R_2}\right)}$$

由上式可见，当电路满足平衡条件 $r_1 = r_2$ 和 $R_1 = R_2$ 时，该电路的共模抑制比为无穷大，共模输入噪声不会在输出端对信号形成干扰。

7.2　硬件抗干扰技术

7.2.1　接地技术

实践证明，测控系统和其他工业用电子设备的干扰与系统的接地方式有很大的关系。接地技术是抑制噪声的重要手段。良好的接地可以在很大程度上抑制系统内部噪声耦合，防止外部干扰的侵入，提高系统的抗干扰能力。反之，若接地处理不好，会导致噪声耦合，形成严重的干扰。

1. 接地分类

所谓“接地”是指将某点与一个等电位点或等电位面之间用低电阻导体连接起来，构成一个基准电位。这里的“地”通常指电路或系统中为各个信号提供参考电位的一个等电位点或等电位面。一个系统涉及许多接地点，它对系统的工作性能有极大的影响。

(1) 从系统接地方式而言，根据噪声的强弱、信号电流的大小和电源的类别，把接地系统分成三类。

① 信号地：各种物理量的传感器和信号源零电位的公共基准地线，包括小信号回路、逻辑电路、控制电路等低电平电路的地，也称工作地。由于信号一般比较弱，容易受干扰，因此对信号地的要求较高。

② 功率地：负载或功率驱动电路的零电位的公共基准地线，包括继电器、电磁阀、电动机等大功率电路及噪声源的地，又称为噪声地。由于负载电路或功率驱动电路的电流较强，功率地线上的干扰较大，因此功率地必须与其他弱电地分别设置，以保证整个系统

稳定可靠地工作。

③ 机壳地：包括设备机架、箱体结构等金属构件的地，也称为保护接地或屏蔽接地。当用完整的金属屏蔽体将带正电荷的导体包围起来，在屏蔽体的内侧将感应出与带电体等量的负电荷，外侧出现与带电体等量的正电荷，因此外侧将仍有电场存在。如果将金属屏蔽体接地，外侧的正电荷流入大地，外侧电场将不会存在，即带正电导体的电场被屏蔽在金属屏蔽体内。

例如，交变电场屏蔽，为了降低交变电场对敏感电路的耦合干扰电压，可以在干扰源和敏感电路之间设置导电性能良好的金属屏蔽体，并将金属屏蔽体接地，只要设法使金属屏蔽体良好接地，就能够使交变电场对敏感电路的耦合干扰电压变得很小。

功率地和屏蔽接地主要为电磁兼容性考虑。

(2) 按照接地方式及接地的目的又可分为以下两类：

① 保护接地：使设备机壳与大地等电位，以避免机壳带电影响人身及设备安全，如屏蔽地、机壳地、防雷地等。

② 工作接地：为系统各个部分提供稳定的基准电位，如模拟信号地、数字信号地等。

(3) 除了上述接地方式外，根据电路的性质，测控系统中常见的地线还有以下几种：

① 电源地：电源零电位的公共基准地线。由于电源往往同时供电给系统中的各个单元，而各个单元要求的供电性质和参数可能有很大的差别，因此电源地的设计既要保证电源可靠稳定地工作，又要保证其他单元稳定可靠地工作。

② 模拟地：模拟电路零电位的公共基准地线。由于模拟电路既承担小信号的放大，又承担大信号的功率放大；既有低频的放大，又有高频放大，因此模拟电路既易接受干扰，又可能产生干扰，所以对模拟地的接地点的敷设更要充分考虑。

③ 数字地：数字电路零电位的公共基准地线。由于数字电路工作在脉冲状态，特别是脉冲前后沿较陡或频率较高时，容易对模拟电路产生干扰，所以对数字地的接地点选择和接地线的敷设也要充分考虑。

④ 系统地：整个系统的统一参考电位。系统或设备的机壳上的某一点通常与系统地相连接，供给系统各个环节的直流稳压或非稳压电源的参考点也都接在系统地上。

无论何种接地方式，公共接地面(或公共地线)都有一定的阻抗(包括电阻和感抗)，当有电流流过时，地线上将会产生电压降，加之地线还可能与其他引线构成环路，从而造成一定的干扰。

2. 浮地和共地

(1) 浮地方式：又称浮空、浮接，它是指系统地与大地(地球)之间无连接，它是以悬浮的“地”作为系统的参考电平。对于被浮地的测控系统，系统电路与机壳或大地之间无直流联系。浮地的目的就是为了阻断干扰电流的通路。

浮地系统的优点是不受大地电流的影响，系统的参考电平随着高电压的感应而相应提高，机内器件不会因高压感应而击穿。其应用实例较多，如飞机、军舰和宇宙飞船上的电子设备都是浮地的。

测控系统采用浮地方式后，明显地加大了系统的信号放大器公共线与地(或机壳)之间的阻抗。因此，浮地方式能大大地减少共模干扰电流。但是，浮置不是绝对的，不可能做到“完全浮置”。其原因是信号放大器公共线与地(或机壳)之间，虽然电阻值很大(是绝缘

电阻级)，但是，它们之间仍然存在着寄生电容，通过寄生电容耦合，外壳带电，不安全。并且外壳会将外界干扰传输到设备内部，降低了系统的抗干扰性能。

(2) 共地方式：将系统地与大地(地球)相连，可通过导线将系统地接机壳且机壳接大地。为感应的高频干扰电压提供了泄放通道，对人员比较安全，也有利于抗干扰。共接地方式没有与大地之间的耦合电容和耦合电感，但地电位的变化将对系统参考基准造成影响，将会引入干扰信号。

在连接大地时应注意以下几点：

① 不能把系统地连接到交流电源的零线上，也不能连到大功率用电设备的安全地线上。

② 共地系统必须另设一个接地线，即在地下埋设铜板，或插入金属棒，或利用金属排水管道作为连接大地的地线。

③ 系统地的接地点和交流电源接地点间的最小距离不应少于800m。

3. 接地方式

按工作频率，测控系统的工作接地方式有单点接地和多点接地两种，其中单点接地又分为串联单点接地和并联单点接地。

(1) 串联单点接地：两个或两个以上的电路共用一段地线，如图7.11所示。

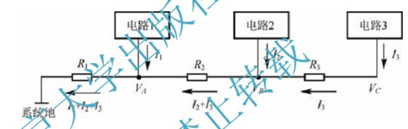


图7.11 串联单点接地方式

图7.11中R_1、R_2、R_3分别表示各地线段的等效电阻，3个连接点电压V_A、V_B、V_C分别为

$$V_A=(I_1+I_2+I_3)R_1$$
$$V_B=V_A+(I_2+I_3)R_2$$
$$V_C=V_A+V_B+I_3R_3$$

显然，串联单点接地的方式所用地线少，但会导致各接地点电位不同，会受其他电路工作电流的影响而引入地线共阻抗耦合噪声。

(2) 并联单点接地方式：如图7.12所示，各个电路的地线只在一点(系统地)汇合。这种接地方式所用地线较多，但各电路的电位仅与本电路的地电流和地电阻有关，避免了各个工作电路的地线共阻抗耦合，减少了相互干扰。

电路在高频时，单点接地的地线阻抗中的感抗分量增大，若想减少感抗就要缩短地线的长度，而在单点接地时往往连接线太长。因此在高频电路(高于1MHz)中单点接地的方式不适用，应采用多点接地的方式。

(3) 多点接地：如图7.13所示，将地线用地线汇流排代替，这种接地排可以是高频部分的屏蔽外壳，它具有很小的感抗。各个电路或元件的地线以最短的距离就近连到地电阻接地排上。为了降低接地排的接地电阻，还可以将接地排表面镀银。这种接地方式接地

线短，多用在高频电路，在频率较低时会存在共阻抗耦合噪声。

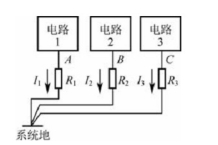


图 7.12 并联单点接地方式

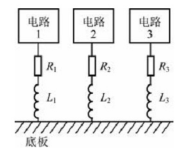


图 7.13 多点接地方式

4. 接地环路与共模干扰

在测控系统中，信号源(或传感器)发出的信号为几十毫伏的微弱信号，经放大器与变换器传输到控制装置中。信号源与系统地的接地方式很重要，常见的接地方式有两种：两者分别接地和测试系统一点接地的形式。

1）信号源和系统地都接大地

由于两者电压相差较大，若信号源和系统地都接大地，则由于公共地阻抗的存在会形成接地环路，且两个接地点之间的电位差(地电压)将产生共模干扰，如图 7.14(a)所示。

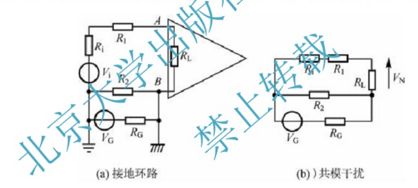


图 7.14 接地环路与共模干扰

如图 7.14(b)所示，图中 R_1、R_2分别为两根传输线的电阻，R_i为信号源内阻，R_L为放大器输入阻抗，V_G为两接地点电压差，则放大器输入端 A、B 间产生的共模干扰电压为

$$V_N = \frac{R_2//(R_1+R_i+R_L)}{R_G+R_2//(R_1+R_i+R_L)} \cdot \frac{R_L}{R_i+R_1+R_L} \cdot V_G$$

通常 $R_L \gg R_i \gg R_1 \gg R_G$，故有

$$V_N = \frac{R_2}{R_2+R_G} \cdot \frac{R_L}{R_i+R_1+R_L} \cdot U_G \approx V_G \tag{7-11}$$

V_N和 V_G相串联作为放大器输入信号的一部分，形成了干扰信号，该干扰是由于两个信号输入电路上所加的共模电压 V_G引起的，故称为共模干扰。共模电压由下列因素产生：两个接地点之间存在电位差，信号源对地存在某一电压，低频噪声磁场在接地闭合回路中产生的感性耦合，以及噪声对两根信号传输线的容性和感性耦合。

2）信号源与系统地只一点接大地

为抑制共模干扰，可选择信号源与系统地只一点接大地，如图 7.15 所示。此时信号源线路公共地被浮置，其中 R_{sg} 为信号源对地漏电电阻，一般 $R_{sg} \gg R_2+R_G$，$R_2 \ll R_s+R_1$

$+R_i$，因此放大器输入端的干扰电压为

$$U_N = \frac{R_2}{R_{sg}} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_1 + R_s} \cdot U_G \ll U_G \tag{7-12}$$

由于信号源与大地绝缘，明显加大了系统信号源公共地与大地之间的阻抗，切断了干扰电流流经自己的通路，故形成的干扰很小。

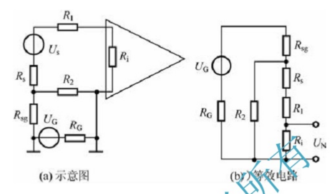


图 7.15　测试装置一点接地

3）输入信号传输线屏蔽层接地点选择

输入信号传输线连接信号源与放大电路，在信号传输的过程中，通常在信号传输线外附加保护屏蔽层，为有效抑制电场噪声对信号线的电容性耦合，信号的传输屏蔽层必须妥善接地。对测控系统多采用信号源与放大器只一点接地，另一点浮地的接地方式。输入信号传输线的屏蔽层可分为两种接地方式。

在图 7.16 中，设 C_1、C_2和 C_3分别为信号线 1、2 与屏蔽层之间及信号线之间的杂散电容。V_{G1}为信号源或放大器低端与地之间可能存在的电压，V_{G2}为地电位差。先分析如下：

(1) 信号源浮地、放大器接地。此时，传输线屏蔽层接地点选择有 B、C、D 三种选择，如图 7.16(a)所示。其等效电路分别如图 7.16(b)～图 7.16(d)所示。

选择 B 点时，屏蔽层在信号源处直接接地，由于屏蔽层与信号源间存在着分布电容 C_3，因此噪声电流经屏蔽层，信号源处地和放大器公共地构成了地环路，从而使噪声干扰加在了放大器的输入端，即此时出现在放大器输入端 1、2 之间的噪声电压为

$$V_{12} = (V_{G1} + V_{G2}) \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2} \tag{7-13}$$

选择 C 点时，信号源和放大器的公共地中没有噪声电流流过，而噪声电流仅从屏蔽层直接入地，不构成地环路，所以放大器的输入端无噪声电压，即 $V_{12} = 0$，屏蔽接地效果最好。

选择 D 点时屏蔽层虽然在放大器一侧接地，但由于该接地点和放大器的公共地不为同一接地点，因而存在着两接地点间的电位差，而该电位差所形成的噪声干扰也将影响放大器的工作，即此时出现在放大器输入端 1、2 之间的噪声电压为

$$V_{12} = V_{G1} \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2} \tag{7-14}$$

因此在这种电路中，用屏蔽线连接信号源与放大器时，应将屏蔽线的屏蔽层接至放大器的公共地(尽管有时该公共地并不接大地)。

(2) 信号源接地、放大器浮地。当接地点在信号源侧时，如图 7.17(a)所示，接地点

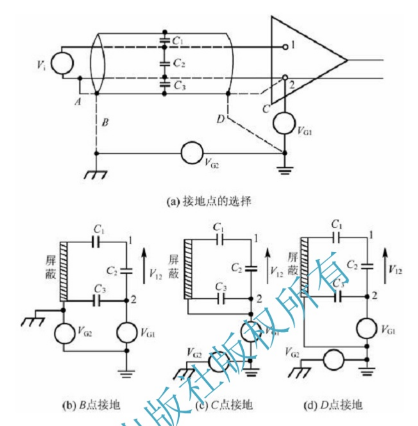


图 7.16 浮地信号源与接地放大器的输入信号线屏蔽层的连接

可选择在 A、B、D 三个点处，由等效电路图可知只有 A 点的接法是正确的。

在 A 点接地时，由图 7.17(b)可看出，屏蔽层中的干扰电流不流经信号的公共地线，而由屏蔽层直接流入信号源地线，因而不会在放大器的输入端产生干扰电压，即 $V_{12}=0$。

选在 B 点接地时，由图 7.17(c)可看出，接点虽然使屏蔽层的接地点选在了信号源的接地线上，但由于其接地点并不是信号源的接地点，而同一接地线上的两个不同的接地点间存在着导线电阻，所以屏蔽层中的噪声电流将在导线电阻上产生电压降，从而使信号源的接地点相对浮动，这样一来必将对电路的工作形成干扰，即此时出现在放大器输入端 1、2 之间的噪声电压为

$$V_{12}=V_{G1}\cdot\frac{C_1}{C_1+C_2} \tag{7-15}$$

选在 D 点接地时，接地点在放大器一侧另行接地，该接地点和信号源的接地点间的电位差形成的干扰电压通过屏蔽层与信号源地线构成的地环路，必将造成对放大器两输入端的噪声干扰，同样也是不可取的，即此时出现在放大器输入端 1、2 之间的噪声电压为

$$V_{12}=(V_{G1}+V_{G2})\cdot\frac{C_1}{C_1+C_2} \tag{7-16}$$

选在 C 点接地时，即屏蔽层连接到放大器的低端 2，因为它不接地，所以没有屏蔽效果。

5. 系统接地设计

系统的接地设计要注意两个基本要求，一是要尽量消除各电路电流流经一个公共地线阻抗时所产生的噪声电压；二是要避免形成接地环路，引进共模干扰。在系统接地设计中

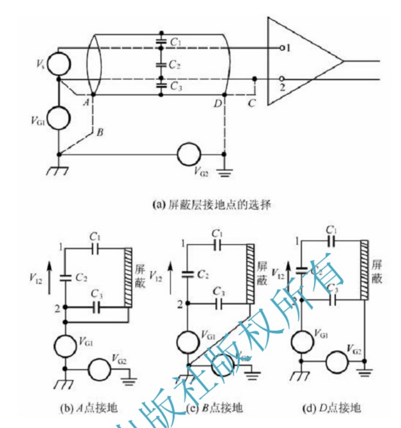


图 7.17　接地信号源与浮地放大器的输入信号线屏蔽层的连接

还要注意不同部位的接地点的选择，下面针对不同部位分别介绍。

1）交流地与直流地分开

交流地与直流地分开后，可以避免由于地电阻把交流电力线引进的干扰传输到装置的内部，保证装置内的器件安全和电路工作的稳定性。值得注意的是，有的系统中各个设备并不是都能做到交直流分开，补救的办法是加隔离变压器等措施。

2）模拟地与数字地分开

数字信号电流比较强，而且都是一些高、低电平的跳变，所以数字地上有很大的噪声和电流尖峰。而模拟信号电流较弱，所以 A/D、D/A 转换电路中要特别注意到地线的正确连接，否则干扰会很严重，以致影响转换结果的准确性。A/D、D/A 芯片上都提供了独立的模拟地(AGND)和数字地(DGND)的引脚。在线路设计中，必须将所有器件的模拟地和数字地分别相连，然后将模拟地与数字地仅在一点上相连接。

3）直流电源接地点的选择

一个系统中的直流电源系统很多，如模拟电路电源、数字电路电源；稳压电源、非稳压电源等，其供电电压大小也不尽相同。在地线布局时要注意采用一点接地的原则，即不同性质的电源地线不能任意互连，而应分开，再分别汇集于一点与系统地相接。

4）印制电路板的地线布局

印制电路板是整个系统电路设计的重要环节，其地线布局对抗干扰性能有直接影响。一般情况下，印制电路板的地线布局应遵循如下原则：

（1）地线越宽越好，尽可能减少地线电阻。

（2）在印制电路板边缘用较粗的印制地线环包整块板子，并作为地线干线，自板边向

内延伸，以充分利用地线起到屏蔽作用。

(3) 模拟地线可用来隔离各个输入模拟信号之间，以及输出和输入信号之间的有害耦合。数字信号也可用数字地线进行隔离。

5) 机柜地线的布局

在机柜布线时，对于中、低频系统，地线布局也需采用单点接地方案，其原则是：

(1) 各个单元电路的各种地线不得混接，并且与机壳浮离，最后接于系统地。

(2) 单元电路板不多时，可把各单元的不同地线直接与有关电源对应端分别相接。

(3) 单元电路板很多时，各印制电路板一般被分装在多层框架上，在各个框架上安装几个横向汇流排，分别用以分配各种直流电源、沟通各个印制电路板的各种地线。而各个框架之间安装若干纵向汇流排连接所有的横向汇流排。在可能的情况下，要把模拟地、数字地和噪声地的汇流排适当拉开距离，以免噪声干扰。

7.2.2 共模干扰的抑制

由7.1.3小节中介绍的共模干扰的特点可知，共模噪声的大小与共模电压和共模增益有关。为抑制共模干扰，可以设法减少共模电压和共模增益。常见的抑制共模干扰的措施是接地、屏蔽和隔离，以及一些其他相关措施。

1. 隔离技术

当信号源和系统地都接大地时，两者之间就形成了接地环路。两个接地点之间的距离越大，大地电阻 R_G 越大，其地电位差也会随之增大，导致干扰电压增大。如果把两个接地点之间的连线断开接入“隔离器”，该隔离器对差模信号是“畅通”的，而对“共模信号”却呈现很大的电阻，相当于连接线电阻为无穷大，即断开了地环路，则共模干扰电压将大大减小，同时通过信号源的漏电流也大大减小。

隔离干扰的主要目的是断开地环路，阻止共模噪声通过，但允许差模信号通过。通常隔离是将电气信号转变为电、磁、光及其他物理量作为中间量，使两侧的电流回路相对隔离又能实现信号的传递。常用的隔离方式有以下几种。

1) 变压器隔离

如图7.18所示，由于变压器的二次电压只与一次绕组的输入端电位差成正比，因此，它对差模信号是畅通的，对共模信号起阻碍作用。采用隔离变压器断开地环路只适用于50Hz以上的信号，不适用于低频，特别是超低频。

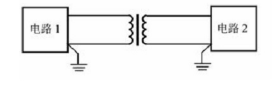


图7.18 隔离变压器隔离

若要传输低频信号，变压器必然要有很大电感和体积，一次侧、二次侧之间线圈数很多就会有较大的寄生电容，共模干扰就会通过一次侧、二次侧间的寄生电容而在负载上形成干扰。隔离变压器的一次、二次绕组间也要设置静电屏蔽层且接地，这样就可减少一次侧、二次侧寄生电容，以达到抑制高频干扰的作用。当信号频率很低，或者共模电压很

高，或者要求共模漏电流非常小时，常在信号源和检测系统输入通道之间(通常在输入通道前端)插入一个隔离放大器。

2）光电隔离

光电隔离是采用光耦合器实现电路隔离的方法，如图7.19所示。光耦合器由一个发光二极管和一个光敏晶体管装在同一密封管壳内组成。发光二极管通电导通时发光，光敏晶体管把光信号转换成电信号，实现电-光-电的转换。这种转换在完全密封的条件下进行，不会受到外界光的影响。而由于电路1和2之间通过光的联系传递信号，切断了两电路的联系。尖峰脉冲及各种干扰的幅度虽然较大，但其能量很小，只能形成微弱的电流，而光耦合器的发光二极管只有通过一定强度的电流才能发光，光敏晶体管也只在一定光强下才能工作。这样，即使电压幅值很高的干扰，因不能使二极管发光，从而被抑制掉。

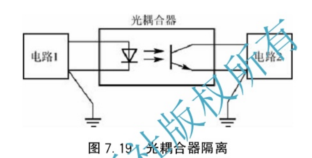


图7.19　光耦合器隔离

光耦合器的输入阻抗很低，为100～1000Ω，而干扰源的内阻一般很大，为10^5～10^6Ω。根据串联分压可知，馈送到光耦合器输入端的噪声自然很小，不能使二极管发光，从而被抑制掉。光耦合器的输入端与输出端的寄生电容极小，一般仅为0.5～2pF，而绝缘电阻又非常大，通常为10^{11}～10^{13}Ω，因此光耦合器一边的各种干扰噪声都很难通过光耦合器馈送到另一边去。

由于光耦合器的线性范围比较小，所以它主要用于传送数字信号。接入光耦合器的数字电路如图7.20所示，其中R_i为限流电阻，D为反向保护二极管。

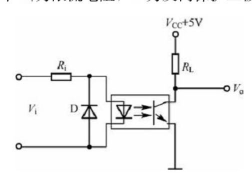


图7.20　光耦合器数字电路

需要注意的是在光耦合器的输入部分和输出部分必须分别采用独立的电源，如果两端共用一个电源，则光耦合器的隔离作用将失去意义。

3）纵向扼流圈

图7.21表示在两根信号线上接入一只纵向扼流圈(也称中和变压器)。扼流圈对低频信号电流阻抗很小，对纵向的噪声电流却呈现很高的阻抗，特别适用于超低频。在两根导线上流过的信号电流方向相反、大小相等，而流经两根导线的噪声电流则是方向相同、大小相等。这种噪声电流称为纵向电流，也称为共模电流。其等效电路如图7.22所示，图

中 U_s 为信号源电源电压，R_{C1}、R_{C2} 为连接线电阻。R_L 为电路 2 的输入电阻，纵向扼流圈由电感 L_1、L_2 和互感 M 表示。若扼流圈的两个线圈完全相同，而且并绕在同一铁心上耦合紧密，则 $L_1 = L_2 = M$。U_G 为地线环路经磁耦合或者由地电位差形成的共模电压。

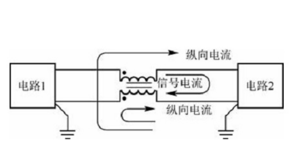


图 7.21　纵向扼流圈隔离图

图 7.22　纵向扼流圈等效电路

下面就电路对 U_s 和 U_G 的响应加以简单分析。若 $U_G = 0$，根据基尔霍夫定律，可得

$$U_s = j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2 + (R_L + R_{C1}) I_1 \tag{7-17}$$

$$0 = j\omega L_2 I_2 + j\omega M I_1 + R_{C2} I_2 \tag{7-18}$$

将式(7-17)和式(7-18)相减，并将 $L_1 = L_2 = M$ 代入得

$$U_s = I_1 R_L + I_1 R_{C1} - I_2 R_{C2} \tag{7-19}$$

因为 $R_{C1} = R_{C2}$，故有

$$U_s = I_1 R_L + R_C (I_1 - I_2) \tag{7-20}$$

由于 $(I_1 - I_2) < I_1$ 且 $R_L \gg R_{C1}$，故有

$$U_s \approx I_1 R_L = I_s R_L \tag{7-21}$$

可见，扼流圈的加入对信号传输没有影响。再来看扼流圈对共模噪声电压 U_G 的响应。

令 $U_s = 0$，可得电路方程

$$U_G = j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2 + (R_L + R_{C1}) I_1 \tag{7-22}$$

$$U_G = j\omega L_2 I_2 + j\omega M I_1 + R_{C2} I_2 \tag{7-23}$$

与上面分析类似，解电路方程可得

$$U_N \approx \frac{R_{C2}}{j\omega L_2 + R_{C2}} \cdot U_G \ll U_G \tag{7-24}$$

由式(7-24)可知，噪声的角频率 ω 越低，要求 R_{C2} 越小或者要求 L_2 越大，干扰电压 U_N 才可能小。

2. 浮置技术(浮地技术)

浮置是指把仪器中的信号放大器的公共线不接外壳或大地的抑制干扰措施。浮置与屏蔽接地相反，浮置是阻断干扰电流的通路，明显地加大了系统的信号放大器公共线与地(或外壳)之间的阻抗，减少了共模干扰电流。

图 7.23 (a)方案将系统输入放大器进行双层屏蔽，使其浮地，这样流过信号回路的不平衡电阻上的共模电流便大大减少，从而可以取得优异的共模抑制能力。在需要高精度测量低电平信号时，或者已经采用各种措施，共模抑制仍不能满足要求时，可以采用这种方法。

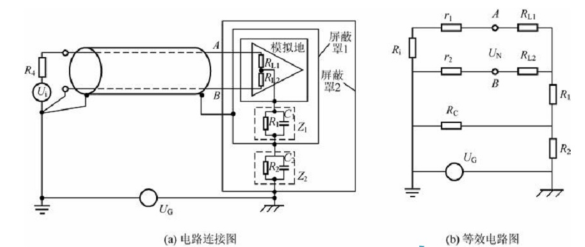


图 7.23　双层浮地屏蔽减小共模电流

图 7.23 中屏蔽罩 1、2 和放大器的模拟地之间是互相绝缘的，屏蔽罩 2 接大地。Z_1是仪表模拟地和屏蔽罩 1 之间的杂散电容 C_1和绝缘电阻 R_1所构成的漏阻抗，Z_2是屏蔽罩 1 和屏蔽罩 2 之间的杂散电容 C_2和绝缘电阻 R_2所构成的漏阻抗。具有内阻 R_i的被测信号 U_i用双芯屏蔽线与仪表连接，两芯线的电阻为 r_1、r_2，导线屏蔽层的电阻为 R_C，导线屏蔽层的两端分别与被测信号地及屏蔽罩 1 相接。仪表放大器两个输入端 A、B 对仪表模拟地的电阻分别为 R_{L1}、R_{L2}。在现场中，被测信号与测量仪器之间常常相距几十米甚至上百米，由于地电流等因素的影响，信号接地点和仪器接地点之间的电位差 U_G可达几十伏甚至上百伏，它在仪表放大器两个输入端 A、B 间形成的电压将对信号产生干扰。

图 7.23(b)为其等效电路，由图可见，U_G在放大器两个输入端 A、B 间形成的干扰电压 U_N为

$$U_N = U_G \frac{R_C}{R_2 + R_C} \times \frac{(R_{L2}+r_2)//(R_{L1}+r_1+R_i)}{R_1+(R_{L2}+r_2)//(R_{L1}+r_1+R_i)} \times \left[\frac{R_i+r_1}{R_{L1}+R_i+r_1} - \frac{r_2}{R_{L2}+r_2}\right]$$

显然，双芯屏蔽线的电阻 r_1、r_2，导线屏蔽层电阻 R_C都远小于信号源内阻 R_i，而 R_i又远小于输入端 A、B 对仪表模拟地的电阻 R_{L1}和 R_{L2}，R_{L1}、R_{L2}又远小于绝缘电阻 R_1、R_2，因此上式可简化为

$$U_N = U_G \frac{R_C}{R_2} \times \frac{R_{L1}}{2R_1} \times \frac{R_i}{R_{L1}} = U_G \frac{R_C R_i}{2R_1 R_2} \ll U_G \tag{7-25}$$

双层浮地屏蔽的共模抑制效果主要取决于漏阻抗 Z_1和 Z_2的数值。而增大 Z_1和 Z_2的关键还在于减少杂散电容 C_1和 C_2。为此须对放大器的电源变压器的结构进行必要的改进。通常采用超屏蔽变压器，即将变压器的一次绕组和二次绕组分别加以屏蔽，一次侧屏蔽接屏蔽罩 2(或机壳)，二次侧屏蔽接屏蔽罩 1。这样可使模拟地到机壳的杂散电容 C_3减少到几个皮法。

因为 CMRR 与杂散电容 C_1和 C_2的容抗直接相关，所以系统的 CMRR 随着共模噪声频率的升高而降低。

3. 浮动电容切换法

在数据采集系统中，如果输入信号上叠加的共模电压较大，超过了 MUX 或 PGA(或 S/H)的额定输入电压值。可以采用如图 7.24 所示的浮动电容多路切换器，它由两级模拟开关组成，通常可用干簧或湿簧继电器担任开关，触点耐压数值可根据实际需要来选择。

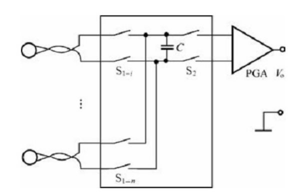


图 7.24　浮动电容切换法抵消共模电压

其工作过程是：

第 i 路开关 S_{1-i} 导通，S_2 断开，第 i 路信号差动电压存储在电容 C 上，共模输入电压被抵消；第 i 路 S_{1-i} 断开后，S_2 接通，电容 C 上的差动电压加到放大器(PGA)输入端。在某些模拟 I/O 系统中采用这种方法来克服共模电压的影响。

7.2.3　差模干扰的抑制

抑制差模干扰除了从源头上采取措施即切断噪声耦合途径(如将引线屏蔽等)外，另一方面就是利用信号与干扰的差别来把干扰消除掉或减到最小。常用的措施如下：

1. 频率滤波法

频率滤波法就是利用信号和干扰在频率上的差别，采用滤波电路来抑制差模干扰。常采用的滤波器有低通滤波器、高通滤波器、带通滤波器和带阻滤波器四种。频率滤波是模拟信号调理的一项重要内容，此处不再赘述。

2. 积分法

利用双积分式 A/D 转换器可以削弱周期性差模干扰。双积分式 A/D 转换器的工作原理是两次积分：第一次积分是对被测电压定时积分，积分时间为定值 $T_1 = N_r T_C$ (T_C为时钟周期)；第二次积分是对基准电压 U_r定压积分，从第一次积分的终了值积分到零，这段时间 T_2的计数值即为 A/D 转换结果 N_x。

假设被测信号 U_s上叠加有干扰电压 U_N，即 $U_x = U_s + U_N$，并假定 $U_N = U_{nm}\sin(\omega t - \varphi)$，则双积分式 A/D 转换结果为

$$N_x = \frac{\bar{U}_x}{U_r} \cdot N_r = \frac{\bar{U}_s + \bar{U}_N}{U_r} \cdot N_r$$

在 $T_1 = k/f$ 时，误差项为

$$\varepsilon = \bar{U}_N = -\frac{U_{nm}}{k\pi}\sin k\pi \sin(\varphi - k\pi) \tag{7-26}$$

由式(7-26)可见，当 k 为整数时，$\varepsilon = 0$。例如，为了抑制 50Hz 工频干扰，双积分式 A/D 转换器的定时积分时间 T_1应选定为干扰噪声周期 $T = 20\text{ms}$ 的整数倍，即

$$T_1 = kT = k \times 20\text{ms}$$

3. 电平鉴别法

如果信号和差模噪声在幅值上有较大的差别，且信号幅值较大，噪声幅值较小，则可

用电平鉴别法将噪声消除。

1）采用脉冲隔离门抑制干扰

利用硅二极管对幅值小于二极管正向压降的差模干扰脉冲加以阻挡，而让幅值大于正向压降的信号脉冲顺利通过。图 7.25 为脉冲隔离门的原理电路，电路中的二极管最好选用开关管。

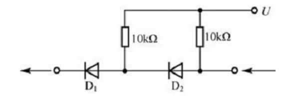


图 7.25　脉冲隔离门

2）采用削波器抑制干扰

当差模噪声电压低于脉冲信号波形的波峰值时，可以采用图 7.26 所示的削波器。图 7.26(a)所示为削波器原理图，该削波器只让高于电压 U 的脉冲信号通过，而低于电压 U 的噪声则被削掉。图 7.26(b)所示为削波器输入信号，包括幅值大的信号脉冲和不规则的幅值小的干扰脉冲。图 7.26(c)所示为削波器输出信号。图 7.26(d)所示为经过放大后的信号脉冲，可看出干扰脉冲被削掉了。

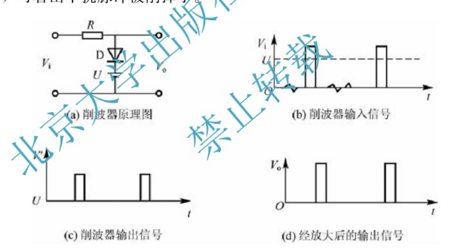


图 7.26　削波器

4. 脉宽鉴别法

如果差模噪声幅值较高，但噪声波形的脉宽要比信号脉宽窄很多，则可利用 RC 积分电路来有效地消除脉宽较窄的噪声。一般要求 RC 积分电路的时间常数要大于噪声的脉宽而小于信号的脉宽。

图 7.27 用波形图的形式说明了用积分电路消除干扰脉冲的原理。其中，图 7.27(a)中宽的为信号脉冲，窄的为干扰脉冲；图 7.27(b)为经过微分电路后的波形；图 7.27(c)为积分后的波形，信号脉冲宽，积分后信号幅度高；干扰脉冲窄，积分后信号幅度小。积分后输出用一阈值电平将幅度小的干扰脉冲去掉，即可实现抑制干扰脉冲的作用。

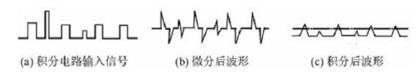


图 7.27　脉宽鉴别法消除干扰脉冲

7.2.4　屏蔽技术

屏蔽是指用屏蔽体把通过空间进行电场、磁场或电磁场耦合的部分隔离开来，隔断其空间场的耦合通道。屏蔽体一般是由低电阻材料如铜、铝等金属材料或导磁性良好的铁磁性材料制成的，把需要隔离的部分包围起来。这个被隔离的部分既可是干扰源，也可是易受干扰的部分。这样，既屏蔽了被隔离部分向外施加的干扰，也屏蔽了被隔离部分接受外来干扰。

1. 屏蔽的类型和原理

根据干扰的耦合通道性质，屏蔽可分为静电屏蔽、电磁屏蔽和磁场屏蔽三类。

1）静电屏蔽

在静电场作用下，导体内部无电力线，即各点电位相等。静电屏蔽就是利用与大地相连接的导电性良好的金属容器，使其内部电力线不向外传，同时外部电场也不影响其内部。

使用静电屏蔽技术时，应注意屏蔽体必须接地，否则虽然导体内无电力线，但导体外仍有电力线，导体仍受到影响，起不到静电屏蔽的作用。如图 7.28(a)所示，由于静电感应，在屏蔽体 B 的内、外表面将分别出现等量异号的感应电荷，屏蔽体 B 外表面的电荷所产生的电场就会对外界产生影响。为了消除这种影响，可将屏蔽体 B 接地，则外表面的感应电荷将因接地而消失，相应的电场也随之消失，这就解决了内部电子设备对屏蔽体外部的影响，如图 7.28(b)所示。

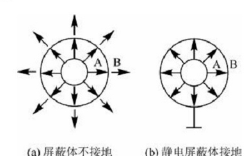


图 7.28　静电屏蔽

2）电磁屏蔽

电磁屏蔽是采用导电良好的金属材料做成屏蔽层，把设备和连接导线包围起来，并使它良好的接地。利用高频干扰电磁场在屏蔽金属内产生的涡流，再利用涡流磁场抵消高频干扰磁场的影响，从而达到抗高频电磁场干扰的效果，以隔离电磁干扰进入测量系统。

电磁屏蔽依靠涡流产生作用，因此必须用低内阻的金属材料，如用铜、铝或镀银铜板等制作屏蔽层。考虑到高频集肤效应，高频涡流仅在屏蔽层表面一层，因此屏蔽层的厚度只需考虑机械强度。

将电磁屏蔽妥善接地后，其具有电场屏蔽和磁场屏蔽两种功能。

3）磁场屏蔽

磁屏蔽主要用来防止低频磁场干扰，由于电磁屏蔽对低频磁场干扰的屏蔽效果很差，因此在抑制低频磁场干扰时，要采用高磁导率材料作屏蔽层，以便将干扰限制在磁阻很小的磁屏蔽体的内部，起到抗干扰的作用。

为有效地屏蔽低频磁场，屏蔽材料要选用坡莫合金之类对低频磁通有高磁导率的材料，同时要有一定厚度，以减少磁阻。

2. 屏蔽的结构形式

屏蔽结构形式主要有屏蔽罩、屏蔽栅网、屏蔽铜箔、隔离仓和导电涂料等。屏蔽罩一般用无孔隙的金属薄板制成；屏蔽栅网一般用金属编制网或有孔金属薄板制成，既有屏蔽作用，又有通风作用；屏蔽铜箔一般是利用多层印制电路板的一个铜箔面作为屏蔽板；隔离仓是将整机金属箱体用金属板分隔成多个独立的隔仓，从而将各部分电路分别置于各个隔仓之内，用以避免各个电路部分之间的电磁干扰与噪声影响；导电涂料是在非金属的箱体内、外表面喷一层金属涂层。此外，还有编织网做成的电缆屏蔽线，用金属喷涂层覆盖密封电子组件屏蔽等。

需要说明的是，实际的屏蔽效果将因屏蔽体上存在导线孔、通风孔、开关孔和其他用途的缝隙而下降，因此实际的屏蔽效果可能主要取决于缝隙和孔洞所引起的泄漏而不是材料本身。通常在屏蔽壳体不连续时，磁场泄漏的影响大于电场泄漏的影响，因此在设计制作屏蔽体时，要尽量设法减小缝隙和孔洞的面积。

7.2.5 电源系统的抗干扰

1. 从供电系统窗口窜入的干扰

对于绝大多数电子设备、仪器和微机系统来说，都是采用由交流供电网送入交流电，经变压、整流、滤波、稳压等环节，提供电路所需要的直流工作电压。很显然，在众多的电源系统的各环节中，都有可能对电子电路带进干扰信号。这就是我们所说的干扰信号的一个重要传播途径——电源系统所引起的噪声干扰。这些干扰大致有如下几种：

（1）大功率的感性负载或晶闸管切换时，在电网中产生的瞬态高压对系统形成严重的干扰。

（2）当采用整流方式供电时，滤波不良会产生纹波噪声，这是一种低频干扰噪声。

（3）当采用直流-直流变换器或开关稳压电源时，则会出现高频的开关噪声干扰。

（4）电源的进线和输出线也很容易受到工业现场以至天电的各种干扰噪声。

2. 供电系统抗干扰措施

1）电源滤波和退耦

电源滤波和退耦是抑制电源干扰的主要措施。图 7.29 所示为一个采用电源滤波和退耦技术的电源系统。该电源系统在交流进线端接对称 LC 低通滤波器，用以滤除交流进线上引入的大于 50Hz 的高次谐波干扰，改善电源的波形。变阻二极管(也可跨接适当的压敏电阻)用来抑制进入交流电源线上的瞬时干扰(或者大幅值的尖脉冲干扰)。电源变压器采用双重屏蔽措施，将一次侧、二次侧隔离起来，使混入一次侧的噪声干扰不致进入二次

侧。整流滤波电路中采用了电解电容和无感高频电容的并联组合，以进一步减小高频噪声进入电源系统。整流滤波后的直流电压再经稳压，可使干扰被抑制到最小(有的电源系统还在交流进线端设置交流稳压器，用以保证交流供电的稳定性，抑制电网电压的波动)，而且考虑到一个电源系统可能同时向几个电路供电，为了避免通过电源内阻造成几个电路间互相干扰，在每个电路的直流电源进线与地之间接入了 *RC* 或 *LC* 的退耦滤波电路。

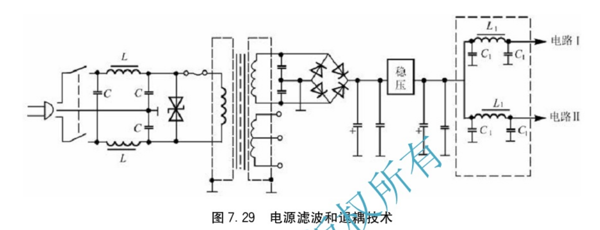


图 7.29 电源滤波和退耦技术

2) 采用不间断电源和开关式直流稳压电源

不间断电源(UPS)除了有很强的抗电网干扰的能力外，更主要的是万一电网断电，它能以极短的时间(<3ms)切换到后备电源上去，以便操作人员及时处理电源故障或采取应急措施。UPS 多用在要求很高的控制场合。

传统的线性稳压电源虽然电特性优良、电路结构简单、工作可靠，但存在着效率低(只有 40%～60%)、体积大、铜铁消耗量大、工作温度高及调整范围小等缺点，有时还要配备庞大的散热装置。为了提高效率，人们研制出了开关式稳压电源，它的效率可达 80%～95%，且稳压范围宽，此外还具有稳压精度高、不使用电源变压器、体积小、抗干扰能力强等优点。目前开关稳压电源已广泛用于各种仪器设备中代替各种稳压电源。

3) 系统分别供电和采用电源模块单独供电

当系统中使用继电器、磁带机等电感设备时，向采集电路供电的线路应与向继电器等供电的线路分开，采用分别供电的形式，以避免在供电线路之间出现相互干扰。且在设计供电线路时，要注意对变压器和低通滤波器进行屏蔽，以抑制静电干扰。

近年来，在一些数据采集板卡上也有采用 DC - DC 电源电路模块或三端稳压电源模块单独供电的。这种单独供电方式相比集中供电有利于减小公共阻抗的相互耦合及公共电源的相互耦合，大大提高供电系统的可靠性，也有利于电源的散热。

4) 供电系统馈线合理布线

在测控系统中，电源的引入线和输出线及公共线在布线时，还需采取如下抗干扰的措施：

(1) 电源前面的一段布线应尽量用粗导线。

(2) 电源后面的一段布线，采用两种方法：一是均应采用双绞线，无法扭绞时，应把馈线之间的距离缩到最短；二是交流线、直流稳压电源线、逻辑信号线和模拟信号线、继电器等感性负载驱动线、非稳压的直流线均应分开布线。

(3) 电路中应尽量避免出现公共线，若公共线不能避免，则必须把公共线加粗。

7.3 软件抗干扰技术

微机测控系统运行环境复杂多样，干扰严重，对计算机运行的可靠性与安全性要求很高。实际使用时除了在硬件电路方面采取措施外，还应在软件编程方面采取一定的措施。软件抗干扰方法与硬件抗干扰措施比较，实现起来比较方便，更为可靠。

软件抗干扰技术所研究的主要内容，其一由于干扰而使运行程序发生混乱、导致程序“乱飞”或陷入死循环时，采取使程序纳入正规的措施，如软件冗余、软件陷阱、“看门狗”技术等。这些方法可以用软件实现，也可以采用软硬件相结合的方法实现。其二是采用数字滤波器技术抑制叠加在模拟输入信号上噪声对数据采集结果的影响。

7.3.1 软件冗余技术

1. 指令冗余技术

MCS-51 单片机指令由操作码和操作数两部分组成，操作码指明 CPU 完成什么样的操作(如传送、算术运算、转移等)，操作数是操作码的操作对象(如立即数、寄存器、存储器等)。单字节指令仅有操作码，隐含操作数；双字节指令第一个字节是操作码，第二个字节是操作数；三字节指令第一个字节为操作码，后两个字节为操作数。CPU 取指令过程是先取操作码，后取操作数。如何区别某个数据是操作码还是操作数完全由取指令顺序决定。

CPU 复位后，首先取指令的操作码，而后顺序取出操作数。当一条完整指令执行完后，紧接着取下一条指令，这些操作时序完全由程序计数器 PC 控制。因此，一旦 PC 因干扰而出现错误，程序便脱离正常运行轨道，出现“乱飞”，出现操作数数值改变以及将操作数当作操作码的错误。而只有当程序“乱飞”到某个单字节指令上时，便会自动纳入正轨。

为了使“乱飞”程序在程序区迅速纳入正轨，应该多用单字节指令，并在关键地方人为地插入一些单字节指令 NOP，或将有效单字节指令重写，称之为指令冗余。指令冗余主要是 NOP 的使用和重要指令的冗余。

1) NOP 的使用

在双字节指令和三字节指令之后插入两个单字节 NOP 指令，这可保证其后的指令不被拆散，“乱飞”的程序在执行完两个 NOP 后，就会纳入正规。

另外，对程序流向起决定作用的指令(如 RET、RETI、ACALL、LCALL、LJMP、JZ、JNZ、JC、JNC、DJNZ 等)和某些对系统工作状态起重要作用的指令(如 SETB、EA 等)之前插入两条 NOP 指令，可保证“乱飞”程序迅速纳入轨道，确保这些指令正确执行。

2) 重要指令冗余

对于程序流向起决定作用的指令(如 RET、RETI、ACALL、LCALL、LJMP、JZ、JNZ、JC、JNC 等)和某些对系统工作状态有重要作用的指令(如 SETB、EA 等)的后面，可重复写上这些指令，以确保这些指令的正确执行。

采用指令冗余技术使PC纳入正确轨道的条件是："乱飞"的PC必须指向程序运行区，并且必须执行到冗余指令。

2. 时间冗余技术

时间冗余方法是通过消耗时间资源达到纠错目的。典型的时间冗余技术有重复检测法、重复输出法、指令复执技术、程序卷回技术和延时避开法等。

(1) 重复检测法：对接口中的输入数据信息进行多次检测，若检测结果完全一致，则是真的输入信号；若相邻的检测内容不一致，或多次检测结果不一致，则是伪输入信号。

(2) 重复输出法：对于那些用锁存器输出的控制信号，采取重复输出的办法。在允许的情况下，输出重复周期尽可能短些。

(3) 指令复执技术：重复执行已发现错误的指令(一旦发现错误，就重新执行被错误破坏的现行指令)，如故障是瞬时的，在指令复执期间，有可能不再出现，程序可继续执行。

(4) 程序卷回技术：程序卷回不是某一条指令的重复执行，而是一小段程序重复执行。为了实现卷回，也要保留现场。该卷回方法可卷回若干次，直到故障排除或显示故障为止。

(5) 延时避开法：当系统要接通或断开大功率负载时，使CPU暂停工作，待干扰过去以后再恢复工作，这比单纯在硬件上采取抗干扰措施要方便许多。

7.3.2 软件陷阱技术

根据冗余技术需要满足的条件可知，使用冗余指令使"跑飞"的程序恢复正常是有条件的，即"跑飞"的程序仍在程序区。如果"跑飞"的程序落到非程序区(如EPROM中尚未用完的空间)或某些数据表格区，或者在执行冗余指令之前已经形成了一个死循环，那么采用冗余指令措施就不能使"跑飞"的程序恢复正常。

针对这种情况，可以采用另外一种软件抗干扰措施，即在程序中设置软件陷阱。软件陷阱是一条引导指令，拦截"跑飞"程序，强行将捕获的程序引向一个指定的地址，在那里设置一段专门处理错误的程序。假设这段处理错误的程序入口地址为ERR，那么采用下面三条指令即组成一个软件陷阱。

```
NOP
NOP
LJMP ERR            ;转到出错处理程序入口
```

软件陷阱一般安排在如下四个区域：

1) 未使用的中断向量区

将未使用的中断向量(0003H～002FH)布上陷阱，就能及时捕捉到错误的中断。例如，系统共使用三个中断：INT0、T0、T1，它们的中断子程序分别为FWINT0、FWT0、FWT1，则其中断向量区设置如下。

```
                ORG 0000H
0000 START: LJMP   MAIN           ;引向主程序入口
                ORG    0003H
```

```
0003        LJMP   FWINT0        ;INT0 中断正常入口
0006        NOP
0007        NOP
0008        LJMP   ERR           ;陷阱
000B        LJMP   FWT0          ;T0 中断正常入口
000E        NOP
000F        NOP
0010        LJMP   ERR           ;陷阱
0013        LJMP   ERR           ;未使用 INT1, 设陷阱
0016        NOP
0017        NOP
0018        LJMP   ERR           ;陷阱
001B        LJMP   FWT1          ;T1 中断正常入口
001E        NOP
001F        NOP
0020        LJMP   ERR           ;陷阱
0023        LJMP   FRR           ;未使用串行口中断, 设陷阱
0026        NOP
0027        NOP
0028        LJMP   ERR           ;陷阱
002B        LJMP   FRR           ;未使用 T2 中断, 设陷阱(8052)
002E        NOP
002F        NOP
```

从 0030H 开始再编写正式程序。

2）未使用的大片 EPROM 空间

程序存储器 EPROM 剩余的大片未编程的空间，一般均维持原状(0FFH)。0FFH 对于 8051 单片机指令系统来讲，是一条单字节指令(MOV R7，A)，程序“跑飞”到这一区域后，将顺序向下，不能回到单片机工作程序中。因此，需要在程序存储器 EPROM 剩余的大片未编程空间每隔一段设置一个陷阱，捕捉到“跑飞”的程序。

软件陷阱一般指向出错处理过程 ERR。可以将 ERR 安排在 EPROM 固定的地址(如 0030H)开始的地方，用指令 LJMP ERR 作为陷阱来填充 EPROM 中的未使用空间，或者每隔一段设置一个陷阱，其他单元保持 0FFH 不变。

3）表格

有两类表格，一类是数据表格，供 MOVC A，@A+PC 指令或 MOVC A，@A+DPTR 指令使用；另一类是跳转表格，供 LJMP @A+DPTR 指令使用，其内容为一系列的三字节指令 LJMP 或两字节指令 AJMP。由于表格内容和检索只有一一对应关系，在表格中间安排陷阱会破坏其连续性和对应关系，因此只能在表格的最后安排指令陷阱的三条指令。

4）运行程序区

程序设计要求一个模块一个模块地执行指令，在这些模块之间常有一些断裂点，可以将陷阱指令组分散地放置在这些断裂点处，正常程序不执行这些陷阱指令，保证用户程序运行。但当程序“乱飞”一旦落到这些陷阱区，马上将“乱飞”的程序拉入正确轨道。程序区的软件陷阱都安排在正常程序执行不到的地方，故不影响程序执行效率。

7.3.3 “看门狗”技术

当严重的干扰破坏程序计数器 PC 的状态值时，往往会引起程序“乱飞”，甚至使程序陷入“死循环”，指令冗余技术、软件陷阱技术都不能使失控的程序摆脱“死循环”的困境，通常采用程序监视技术，俗称“看门狗(Watchdog)”技术，使程序脱离“死循环”。

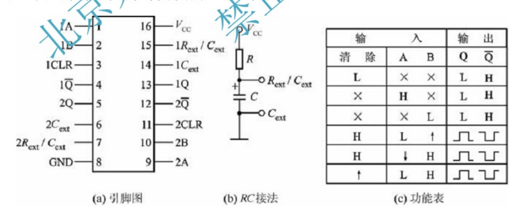
测控系统的程序往往采用循环运行方式，每次循环运行的时间基本固定。“看门狗”技术就是不断监视程序循环运行时间，若发现时间超过已知的循环设定时间，则认为系统陷入了“死循环”，然后强迫程序返回到 0000H 入口，在 0000H 处安排一段出错处理程序，使系统运行纳入正轨。

1. 硬件“看门狗”电路

通常硬件“看门狗”电路由独立于 CPU 之外的单稳态电路组成。正常工作时，CPU 每隔一段时间就输出一个脉冲，作为“喂狗”信号，将“看门狗”电路触发并保持在暂稳态。当程序运行出现异常或进入死循环时，“看门狗”因不能及时得到“喂狗”信号，便从暂稳态进入稳态，同时输出复位信号，重启 CPU。目前，用来组成硬件“看门狗”电路的形式主要有三种。

1）单稳态型“看门狗”电路

74LS123 的引脚和功能如图 7.30 所示，从功能表可以看出，在清除端为高电平，B 端为高电平的情况下，若 A 端输入负跳变，则单稳态触发器脱离原来的稳态(Q 端为低电平)进入暂态，即 Q 端变为高电平。在经过一段延时后，Q 端重新回到稳定状态。这就使 Q 端输出一个正脉冲，其脉冲宽度由 R、C 决定。



输入			输出	
清除	A	B	Q	$\bar{Q}$
L	×	×	L	H
×	H	×	L	H
×	×	L	L	H
H	L	↑	⊓	⊔
H	↓	H	⊓	⊔
↑	L	H	⊓	⊔

图 7.30　74LS123 引脚排列及功能

图 7.31 是采用 74LS123 双可再触发单稳态多谐振荡器设计的“看门狗”电路。系统开始工作时，每隔一定时间 T，单片机的 P1.0 口向 74LS123-Ⅰ的 1A 端输入一个负脉冲，使 1Q 端输出脉冲宽度为 450ms(其大小由 R、C 决定)正跳变。此正脉冲加到 2A 端，但并不能触发单稳 74LS123-Ⅱ动作，2Q 端仍为低电平。T 的选取取决于系统控制主程序运行周期的大小，本系统最大运行周期为 0.35s。只要使 $T<450$ms，则 1Q 端输出将始终维持在高电平上，即处于暂稳态。这时 2A 端保持高电平，74LS123-Ⅱ处于单稳态不动作，2Q 端始终维持低电平。一旦由于干扰程序“乱飞”或进入“死循环”，在时间 T 内 P1.0 口

不能提供“喂狗”负脉冲，经过450ms后，单稳态74LS123-Ⅰ脱离暂态，1Q端回到低电平，此下降沿将触发74LS123-Ⅱ翻转到暂态，在2Q端产生足够宽(0.9ms)的正脉冲，使单片机可靠复位。

在实际应用系统中，软件流程都是设计成循环结构的，如图7.32所示。在应用软件设计中使“看门狗”电路负脉冲处理语句含在主程序环中，并且使扫描周期远远小于单稳态74LS123-Ⅰ的定时时间。

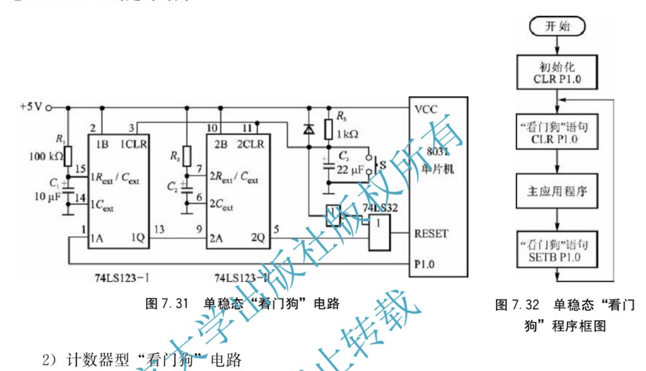


图7.31　单稳态“看门狗”电路

图7.32　单稳态“看门狗”程序框图

2）计数器型“看门狗”电路

图7.33为计数器构成的“看门狗”电路，CD4020为14位二进制串行计数器。它在时钟CLK下沿进行；将RST输入置于高电平或正脉冲，可使计数器的输出全部为“0”电平。

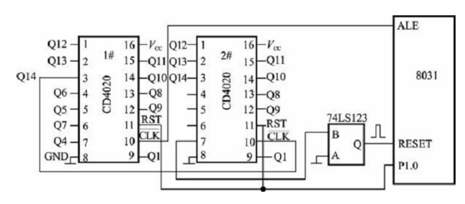


图7.33　计数器型“看门狗”电路

若单片机晶振为6MHz，则ALE信号周期为1μs。1♯CD4020的Q14脚定时时间为$2^{14}\times 1\mu s=16.384ms$。应用主程序在循环过程中，P1.0脚定时发出清零脉冲(假定周期小于262.144ms)就能保证2♯计数器Q4端输出为零，不影响程序正常运行。当“死循环”超过262.144ms时，Q4为高电平，RESET为高电平，系统复位。通过1♯CD4020输出端与2♯CD4020的CLK的连接方式，可获得不同的延时时间。

3）采用微处理器监控器实现“看门狗”功能

在微机化测控系统中，为保证微处理器稳定可靠地运行，需配置电压监控电路；为实现断电数据保护，需备用电池及切换电路；为了使微机处理器尽快摆脱因干扰而陷入的死循环，需要配置“看门狗”电路。将完成这些功能的电路集成在一个芯片当中，称为微处理器监控器。这些芯片集成化程序高，功能齐全，具有广阔的应用前景。

具有“看门狗”功能的微处理器监控芯片包括 MAX690A、MAX692A、MAX705/813L 等。

虽然硬件“看门狗”能有效地克服程序“乱飞”或“死循环”等故障，但在工业应用中，当严重的干扰破坏中断控制字导致中断关闭时，硬件“看门狗”将无能为力。这时依靠软件进行双重监视，可以弥补上述不足。

2. 软件“看门狗”技术

一般系统软件主要包括主程序、高级中断子程序和低级中断子程序三部分。为了提高系统的抗干扰性能，可以将三部分程序设计成中断嵌套，即用主程序监视 T0 中断服务程序，T0 中断监视 T1 中断服务程序，T1 中断监视主程序。现在分析如下：

1）主程序设计

如图 7.34 所示，主程序一方面要完成测控功能，还要监视 T0 的运行状态。一般测控功能模块的运行时间比较长。令 A 为 T0 中断服务程序运行状态监测变量，T0 每中断一次 A 加 1。设测控功能模块运行时间大于 T0 定时器溢出时间，测控功能模块程序运行期间，T0 必定发生定时中断。在测控功能模块的出口处，比较 A 的当前值与先前的暂存值。若 A 的值发生了变化，说明 T0 中断运行正常；否则，说明 T0 中断关闭，进行出错处理。

图 7.34 主程序流程

2）T1 中断程序设计

图 7.35 为 T1 中断服务程序流程图。T1 主要完成系统特定测控功能和监视主程序运行状态两种功能。设 S 为主程序运行计时器，T1 每中断一次 S 加 1。时间值为 P 值与 T1 定时溢出时间之积。若 S 表示的时间值大于主程序运行时间 T，认为主程序陷入死循环，T1 中断便将断点改为 0000H，进行出错处理。否则，中断正常返回。S 值在主程序入口处循环清零。

3）T0 中断程序设计

图 7.36 为 T0 中断程序流程图。T0 主要用来监视 T1 中断服务程序的运行状态。设 B、C 为 T1 中断运行状态检测变量，初始值均为 00H。T1 每中断一次 B 加 1。在 T0 中，若检测到 $B>0$，认为 T1 中断正常；若 $B=0$，则 C 加 1，若 C 的累加值大于 P，说明 T1 中断异常，P 值大小由 T1、T0 定时溢出时间来确定。例如，若 T1 定时时间为 30ms，T0 定时溢出时间为 20ms，当 $P=2$ 时，说明 T1 的允许失效时间为 40ms，若 $C>P$，认为 T1 中断发生了故障。若令 T0 为高级中断，T1 为低级中断，则 T1 的任何因死循环或故障关闭都会被 T0 检测出来。

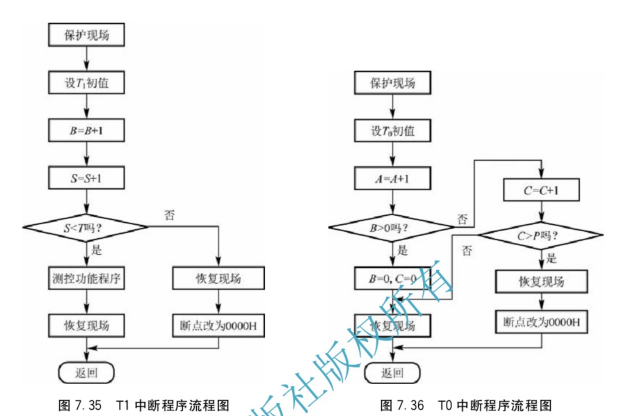


图 7.35　T1 中断程序流程图　　　图 7.36　T0 中断程序流程图

在实际操作中，设 T0 为高级中断，T1 为低级中断。当主程序、中断服务程序陷入死循环，或因中断方式字的破坏而关闭中断时，主程序的死循环可由 T1 中断进行监视；T0 中断故障关闭可由主程序进行监视；T1 中断程序的死循环和故障关闭可由 T0 的中断程序进行监视。通过采用这种多重软件监视的方法，可大大提高系统运行的可靠性。

但是，当因某种干扰而使 T0 中断服务程序陷入死循环时，应用主程序和 T1 中断服务程序将无法检测出来。这时为了进一步提高系统的抗干扰性能，应采用软、硬件相结合的“看门狗”技术。

3. 软、硬件结合的“看门狗”技术

在实际应用中，当严重的干扰破坏中断控制字时，硬件“看门狗”不能解决中断关闭故障，但软件“看门狗”却能对全部中断关闭进行监视；软件“看门狗”虽无法解决高级中断服务程序陷入死循环的故障，但硬件“看门狗”却能使程序摆脱死循环。因此采用软、硬件相结合的“看门狗”技术，可以取长补短，有效地提高系统的可靠性和稳定性能。

图 7.37 是软、硬件相结合“看门狗”主程序流程图，其硬件配置可采用图 7.31 所示的电路。图中的 A、B 为 T0、T1 中断状态观测变量。T0、T1 每中断一次，A、B 分别加 1。在主程序的测控功能模块的入口处，先暂存 A、B 初值于 R0、R1 单元，由于执行一次测控功能模块的时间一般很长，设定在此时间内，T0、T1 必产生定时中断。这样，在测控功能模块的出口处，将 A、B 分别同暂存于 R0、R1 的初值比较，若 A、B 值没有变化，说明中断因干扰而关闭，这时程序转向 0000H，进行出错处理。否则，程序可正常返回。若测控功能模块程序较短，执行一次时间内不足以使 T0、T1 发生定时中断，可采用

程序部分循环结构。每执行一次测控模块程序，N 自动加 1，设定 N 次循环的时间内确保 T0、T1 发生定时中断。

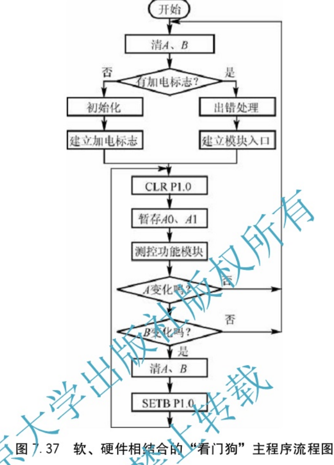


图 7.37 软、硬件相结合的“看门狗”主程序流程图

硬件“看门狗”电路的清除脉冲由 P1.0 提供，其周期为一次测控功能模块程序执行时间。因此，单稳态电路的 1Q 输出高电平，单稳态信号脉宽应大于 P1.0 输出脉冲周期。

7.3.4 故障自动恢复处理程序

微机化测控系统的 CPU 因干扰而失控，导致程序“乱飞”、死循环，甚至使某些中断关闭，可以采用指令冗余、软件陷阱和“看门狗”技术，使系统尽快摆脱失控状态而转到初始入口 0000H。一般说来，因干扰故障转入 0000H 后，控制过程并不要求从头开始，而要求转入相应的控制模块。程序转入 0000H 有两种方式，一种是加电复位，一种是故障复位(如“看门狗”电路复位)，这两种入口方式要加以区分。此外，复位可由单片机 RESET 端为高电平方式复位，称为硬件复位；若在 RESET 为低电平情况下，由软件控制转到 0000H，称为软件复位。程序“乱飞”期间，还有可能破坏内部 RAM 和外部 RAM 中的一些重要信息，因此，必须经检查后方可使用。所有这些，都是故障自动恢复处理程序所研究的内容。

1. 加电标志设定

程序的执行总是从 0000H 单元开始，即微机启动。进入 0000H 的方式有两种，其一是加电复位，即首次启动，又称冷启动；其二是故障复位，即再次启动，又称热启动。冷

启动的特征是系统要彻底初始化，测控程序模块从头开始执行，即生产工艺过程从最初状态开始运行。热启动的特征是不需要全部进行初始化，测控程序不必从头开始执行，而应从故障部位开始，即生产工艺过程从故障点重新运行。

怎样区别是冷启动，还是热启动？这是程序进入 0000H 后首先遇到的问题，即加电标志的判定。

1）PSW.5 加电标志设定

PSW 中的第 5 位 PSW.5 是用户设定标志，它可以置位和清零，也可供测试。用 PSW.5 可作为加电标志，判断流程如图 7.38 所示。

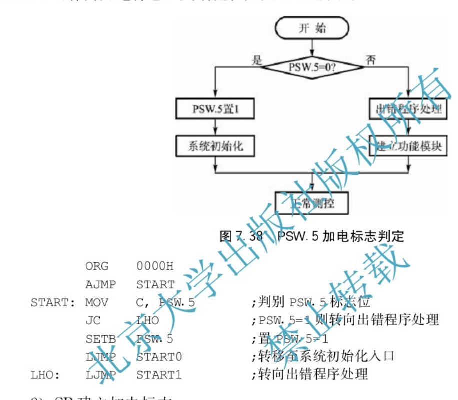


图 7.38　PSW.5 加电标志判定


```
        ORG     0000H
        AJMP    START
START:  MOV     C, PSW.5          ;判别 PSW.5 标志位
        JC      LHO               ;PSW.5=1 则转向出错程序处理
        SETB    PSW.5             ;置 PSW.5=1
        LJMP    START0            ;转移至系统初始化入口
LHO:    LJMP    START1            ;转向出错程序处理
```

2）SP 建立加电标志

MCS-51 单片机硬件复位后堆栈指针 SP 为 07H，但在应用程序设计中，一般不会把堆栈指针 SP 设置在 07H 这么低的内部 RAM 地址，都要将堆栈指针设置大于 07H。根据 SP 这个特点，可用 SP 作为加电标志。应注意，SP 标志仅适用于软件复位方式。

```
        ORG     0000H
        AJMP    START
START:  MOV     A, SP
        CJNE    A, #07H, LOOP1     ;SP 不为 07H 则转向出错程序处理
        LJMP    START0             ;转移至系统初始化入口
LOOP1:  LJMP    START1             ;转向出错程序处理
```

3）内 RAM 中加电标志设定

单片机内 RAM 中单元加电复位时其状态是随机的，可以选取内 RAM 中某单元的为加电标志。如选用 56H、57H 单元为加电标志单元，加电标志字为 55H 和 AAH。程序如下：

```
        ORG     0000H
        AJMP    START
START:  MOV     A, 56H
```

```
        CJNE   A, #55H, LOOP1     ;56H中不为55H则转移
        MOV    A, 57H
        CJNE   A, #0AAH, LOOP1    ;56H中不为55H则转移
        LJMP   START1             ;转向出错程序处理
LOOP1:  MOV    56H, #55H
        MOV    57H, #0AAH
        LJMP   START0             ;移至系统初始化入口
```

应注意，RAM单元加电标志适用于硬件、软件复位方式。

4）硬件加电标志

如图7.39所示，每次加电时，由于电容C_2有一个充电过程，使单片机的P1.7脚加电后出现短暂的高电平。在启动程序中查询这个脚上的电平，如果是高，则为冷启动；若为低，则为热启动。程序如下：

```
        ORG    0000H
        AJMP   START
START:  JB     P1.7, LOOP1    ;P1.7=1则转移
        LJMP   START1         ;P1.7=0则转至出错程序处理
LOOP1:  JB     START0         ;转移至系统初始化
```

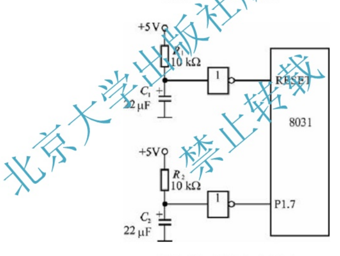



图7.39 硬件加电标志

应注意，充电时间常数R_2C_2要大于R_1C_1，以保证有充裕时间在入口程序中检测P1.7口状态。硬件加电标志适用于硬件复位和软件复位方式。

2. 软件复位与中断激活标志

软件复位，是指系统失控后由软件陷阱捕捉到“乱飞”程序，将其直接引向0000H单元，或者由软件“看门狗”技术将程序脱离死循环而引向0000H单元。

系统受到干扰后，很可能是在执行中断服务过程中而导致程序“乱飞”。MCS-51系统响应中断后会自动把相应的中断激活标志置位，阻止同级中断响应。清除中断激活标志的方法有两种：一种是系统硬件复位，一种是执行RETI指令。

当系统在执行中断服务时，来不及执行RETI指令因干扰而跳出中断服务程序，程序“乱飞”过程中由软件陷阱而将程序引向0000H，显然这时不可能清除该中断的激活标志。这样就会使系统热启动时，不管中断允许标志是否置位，都不予响应同级中断的请求。由

软件陷阱捕获来的程序一定要先完成消除 MCS-51 系列中两个中断激活标志，才能消除系统热启动后不响应中断的隐患。消除中断激活标志的程序如下：

```
ERR:   LCR    EA;              关中断
       MOV    DPTR, #ERR1;     返回 ERR1 地址
       PUSH   DPL
       PUSH   DPH
       RETI                    ;消除高级中断激活标志
ERR1:  MOV    DPTR, #ERR2;     返回出错处理程序入口地址
       PUSH   DPL
       PUSH   DPH
       RETI                    ;消除低级中断激活标志
```

3. RAM 中数据冗余保护与纠错

在单片机测控系统中，若 RAM 具有断电保护，在电源开启和断电过程中有可能造成 RAM 中的数据丢失；当 CPU 受到干扰而造成程序“乱飞”时，也有可能破坏 RAM 中的数据。因此，系统复位后首先要检测 RAM 中的内容是否出错，并将被破坏的内容重新恢复。工程实践表明，干扰仅使 RAM 中的个别数据丢失，并不会冲毁整个 RAM 区。这就是用数据冗余的思想保护 RAM 中数据的依据。数据冗余是将系统中的重要参数实行备份保留。系统复位后，立即利用备份 RAM 对重要参数区进行自我检验和恢复，从而保护了 RAM 中数据。

对备份数据的建立应遵循如下原则：

(1) 各备份数据间应相互远离分散设置，减少备份数据同时被破坏的概率。

(2) 各备份数据应尽可能远离堆栈区，避免由堆栈操作错误造成数据被冲毁的可能。

(3) 备份不得少于两份，备份越多，可靠性越高。

4. 程序失控后恢复运行的方法

当程序失控后，不希望(甚至不允许)从整个控制程序的入口处从头执行控制程序，而应从失控的那个程序模块恢复执行。一般说来，主程序总是由若干功能模块组成，每个功能模块入口设置一个标志。系统故障复位后，可根据这些标志选择进入相应的功能模块。例如，某系统有两个功能模块 1#、2#，其运行标志分别为 55H 和 AAH，并存于外部 RAM 0400H 单元。每个功能模块入口处先执行写入标志操作。

为了防止程序失控后破坏相应 RAM 单元，可以采用数据冗余保护与纠错方法。系统故障复位后，在出错处理程序中首先检查和恢复 RAM 中的数据(MEMR 程序)，再根据标志来确定进入对应的模块入口。图 7.40 为根据运行标志判断入口的程序流程图。

综上所述，微机测控系统由于受到严重干扰而发生程序“乱飞”，陷入死循环及中断关闭等故障。系统通过冗余指令技术、软件陷阱技术和“看门狗”技术等，使程序重新进入 0000H 单元处，纳入正轨。因故障而进入 0000H 后，系统要执行加电标志判定、RAM 数据检查与恢复、清中断激活标志等一系列操作，然后根据功能模块的运行标志，确定入口地址。图 7.41 为出错处理程序流程图。

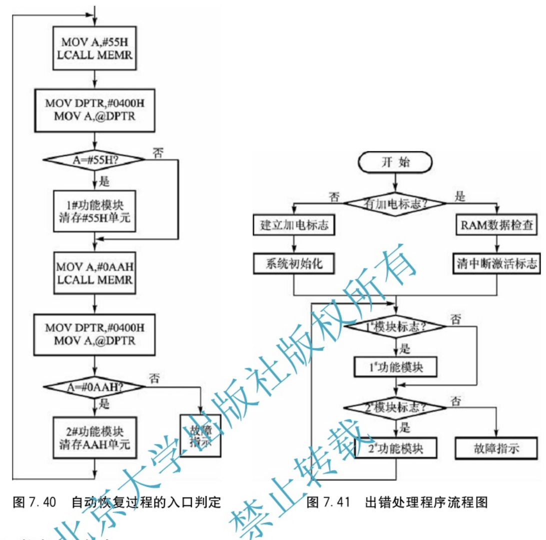


图 7.40　自动恢复过程的入口判定　　　图 7.41　出错处理程序流程图

7.3.5　数字滤波技术

用于工业现场的测控系统，在进行数据采集和数据传输过程中，容易受到外界干扰影响，可能会导致系统精度降低甚至工作异常。为此利用滤波器来滤除掉一部分外界干扰。由于硬件电路构成的模拟滤波器精度不容易得到控制，而且往往需要庞大的电感元件，占用电路板面积，所以随着计算机技术的发展，数字滤波器得到广泛应用。

所谓数字滤波，即通过一定的计算程序，对采集的数据进行某种处理，从而消除或减弱干扰噪声的影响，提高测量的可靠性和精度。在实际应用过程中，工业现场情况不同，对各个参数造成的干扰也不相同，所采取的数字滤波方法也各有不同，而通过修改滤波程序或运算参数可改变其滤波特性，因此对于低频、脉冲干扰、随机噪声等特别有效。常用的数字滤波方法有以下几种。

1. 限幅滤波

当采样信号由于随机干扰而引起严重失真时，可以采用限幅滤波。其基本方法是比较本次采样值和上次采样值，如果它们的差值未超过允许的最大偏差值，则认为本次采样值有效而保留。如果其差值超过了允许的最大偏差值，则认为本次采样值无效而用上一次采样值替代。

（1）限幅滤波算法的算式：

$$若\ |x_n - y_{n-1}| \leqslant a，则取\ y_n = x_n$$

$$若\ |x_n - y_{n-1}| > a，则取\ y_n = y_{n-1}$$

式中，x_n 为第 n 次采样值；y_n 为第 n 次限幅滤波值；a 为允许的最大偏差值。

（2）最大允许偏差值 a 的选择。通常按照参数可能的最大变化速度 V_{max} 及采样周期 T 决定 a 值，即

$$a = V_{max} \cdot T \tag{7-27}$$

2. 中值滤波

为了有效克服干扰造成采样数据偏大或偏小的情况，对某一被测参数连续采集多次，把 N 次采样值按大小排列，取中间值作为该点的本次采样结果。

中值滤波能有效地克服偶然因素引起的波动或采样器不稳定引起的误码等脉冲干扰。对温度、液位等缓慢变化的被测参数采用此法能收到良好的滤波效果，但对于流量、压力等快速变化的参数一般不宜采用中值滤波。

3. 平均滤波

1）算术平均滤波

算术平均滤波适用于对一般的随机干扰的信号进行滤波，某时刻采集的多通道数据会在某一数值范围上下波动。因此，对 N 个采样数据 x_i（i=1，2，3，…，N），寻找一个 y，使 y 与各采样值之间的偏差的平方和最小，即令

$$E = \min\left[\sum_{i=1}^{N}(y - x_i)^2\right] \tag{7-28}$$

值最小，则由一元函数求极值的原理可得

$$y = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} x_i \tag{7-29}$$

对某一点的数据通过传感器阵列的采集的多个数据运用上述公式，计算其平均值，作为该点的采样结果。当 N 较大时，平滑度高，但灵敏度低，外界信号对测量计算结果的影响小；当 N 较小时，平滑度低，但灵敏度高，实际应用中按具体情况选取 N。例如，对于一般的流量测量，常取 N=12；压力取 N=4，这种方法可以减少系统的随机干扰对采集结果的影响。

2）去极值平均滤波

在脉冲干扰比较严重的场合，如果采用一般的算术平均值法，则干扰会“平均”到结果中去，不易消除由于脉冲干扰引起的误差，这时可采用去极值平均滤波法。该方法就是对某一被测量信号连续采样 N 次，然后去掉这 N 次采样结果的最大值和最小值，再计算其余(N−2)个数据的算术平均值，这种方法既能抑制随机干扰，又能抑制明显的脉冲干扰。

3）移动平均滤波

算术平均滤波需要连续采样若干次后，才能进行运算而获得一个有效的数据，因而速度较慢。为了克服这一缺点，可采用移动平均滤波，即先在 RAM 中建立一个数据缓冲区，依次存放 N 次采样数据，然后每采进一个新数据，就将最早采集的数据去掉，最后再求出当前的 N 个数据的平均值，有时也称为递推平均滤波。其数学表达式为

$$y_n = \frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} x_{n-i} \tag{7-30}$$

式中，y_n 为第 n 次采样值经滤波后的输出；x_{n-i} 为未经滤波的第 $n-i$ 次采样值；N 为递推平均项数。即第 n 次采样的 N 项递推平均值是 $n,n-1,\cdots,n-N+1$ 次采样值的平均，与算术平均相似。

移动平均滤波每进行一次采样，测量数据取一就丢一，再计算出一个新的平均值，即测量一次便计算一次平均值，比算术平均滤波大大加快了数据处理的能力。

移动平均滤波法对周期性干扰有良好的抑制作用，平滑度高，灵敏度低；但对偶然出现的脉冲性干扰的抑制作用差，不易消除由于脉冲干扰所引起的采样值偏差。因此它不适用于脉冲干扰比较严重的场合，而适用于高频振荡的系统。通过观察不同的 N 值下递推平均的输出，相应地来选取 N 值，既能减少计算量，又能有较好的滤波效果。常用工程经验值见表 7－1。

表 7－1 工程经验值

参数	流量	压力	液面	温度
N 值	12	4	4～12	1～4

4）加权平均滤波

在算术平均滤波法和递推平均滤波法中，N 次采样值在输出结果中的权重是均等的 $(1/N)$，采用此算法，对于时变信号会引起滞后，N 越大，滞后越严重。为了增加新采样数据在递推平均中的权重，提高系统对当前采样值中所受干扰的灵敏度，可采用加权递推平均滤波算法。N 项加权递推平均滤波算法为

$$y_n = \frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} C_i \times x_{n-i} \tag{7-31}$$

式中，$C_0, C_1, \cdots, C_{N-1}$ 为常数，且满足如下条件：

$$\begin{cases} C_0 + C_1 + \cdots + C_{N-1} = 1 \\ C_0 > C_1 > \cdots > C_{N-1} > 0 \end{cases} \tag{7-32}$$

该算法不同时刻的数据加以不同的权，通常越接近现时刻的数据，权值取得越大，这样增加新采样数据在递推平均中的比例，以提高系统对当前采样值的灵敏度。

4. 低通滤波法

对于采集系统中的低频干扰信号(如 0.1Hz)，因为 C 太大，采用硬件 RC 滤波常无法实现，这时可利用软件方法替代硬件 RC 滤波器以完成 RC 低通滤波器的算法。该方法是将描述模拟 RC 低通滤波器特性的微分方程用差分方程来表示，利用软件算法来实现模拟滤波器的功能，达到数字滤波目的。

如图 7.42 所示，一阶 RC 低通模拟滤波的微分方程为

$$x(t) = R \times i(t) + y(t), \text{而 } i(t) = C\frac{\mathrm{d}y(t)}{\mathrm{d}t}$$

所以

$$RC\frac{\mathrm{d}y(t)}{\mathrm{d}t} + y(t) = x(t) \tag{7-33}$$

图 7.42 一阶低通模拟滤波器

以采样周期 T 对 $x(t)$、$y(t)$进行采样得

$$y_n = y(nT), \quad x_n = x(nT)$$

如果 $T \ll RC$，则由微分方程可得差分方程：

$$RC\frac{y_n - y_{n-1}}{T} + y_n = x_n \tag{7-34}$$

令

$$a = \frac{T}{T + RC}$$

差分方程可化为

$$y_n = ax_n + (1-a)y_{n-1} \tag{7-35}$$

一阶低通滤波器截止频率

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi T} \times \frac{a}{1-a} \overset{a\ll 1}{\approx} \frac{a}{2\pi T} \tag{7-36}$$

a 由实验确定，只要使被测信号不产生明显的纹波即可。a 常用 2 的负幂次方表示，这样计算 ax_n 只要把 x_n 向右移若干位即可，可加快计算速度。

一阶低通滤波算法对周期性干扰具有良好的抑制作用，适用于波动频繁的参数滤波；其不足之处是带来了相位滞后、灵敏度低。同时，它不能滤除频率高于采样频率 1/2(称为奈奎斯特频率)的干扰信号。例如，采样频率为 100Hz，则它不能滤去 50Hz 以上的干扰信号。对于高于奈奎斯特频率的干扰信号，可采用模拟滤波器。

实际中选择哪一种数字滤波算法，应该根据实际情况而定。



习　题

7-1　简述形成电磁干扰需要具备的三个条件是什么？

7-2　常见的噪声耦合方式有哪些？

7-3　简述差模干扰信号的形成和作用方式。

7-4　简述共模干扰信号的形成和作用方式。

7-5　什么是共模抑制比？

7-6　控制系统接地通常要注意哪些事项？

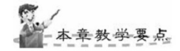
7-7　简述常用的共模干扰抑制方法。

7-8　简述常用的差模干扰抑制方法。

7-9　为什么要采用软件抗干扰？常用的软件抗干扰措施有哪些？

7-10　什么是数字滤波技术？

第8章 虚拟仪器



知识要点	掌握程度	相关知识
虚拟仪器基础	了解虚拟仪器概念； 掌握虚拟仪器软、硬件结构； 掌握虚拟仪器设计方法	虚拟仪器的特点； 虚拟仪器体系结构和软、硬件环境
LabVIEW基础	掌握LabVIEW在测控领域的应用； 熟悉LabVIEW使用方法； 了解LabVIEW软件	LabVIEW的工具模板； LabVIEW数据类型和结构

导入案例

NI基于FPGA的控制系统为智能电网电力电子系统带来革新

2012年8月美国国家仪器公司(National Instruments，NI)发布NI Single-Board RIO GPIC，提供标准的RIO架构，结合功能全面的NI LabVIEW系统设计工具链，可用于实现智能的并网型能量转换系统，并显著降低嵌入式系统的开发成本和风险。这一产品的发布正是NI研发部门的大量投入，为新型能源转换系统的设计、测试和大规模部署应用带来的革新。此新型系统提供标准的模拟和数字I/O接口，以及FPGA Fabric中58个数字信号处理内核，用来满足智能电网电力电子应用中的控制算法、I/O、性能和成本要求。这些电力电子应用包括柔性交流输电系统、可再生能源发电系统、能量存储系统以及变速驱动系统中的DC-AC、AC-DC、DC-DC以及AC-AC变流器。

资料来源：http：//www.21ic.com/ni/news/2012-09-03/141258.html.

8.1 虚拟仪器基础

8.1.1 虚拟仪器的概念

电子测量仪器发展至今，大体可分为四代：模拟仪器、数字化仪器、智能仪器和虚拟仪器。第一代模拟仪器如指针式万用表、晶体管电压表等。第二代数字化仪器，如数字电压表、数字频率计等，这类仪器目前相当普及。它将模拟信号的测量转化为数字信号测量，并以数字方式输出最终结果，适用于快速响应的较高准确率的测量。第三代智能仪器，这类仪器如内置微处理器，既能进行自动测试又具有一定的数据处理能力，可取代部分脑力劳动，习惯上称为智能仪器。它的功能模块全部都是以硬件(或固化的软件)的形式存在，相对虚拟仪器而言，无论是开发还是应用，都缺乏灵活性。第四代虚拟仪器，是现代计算机技术、通信技术和测量技术相结合的产物，是传统仪器观念的一次巨大变革，是将来仪器产业发展的一个重要方向。

1. 传统仪器的特点

传统的测量仪器是一个自封闭的系统，它作为独立的设备拥有自己的机箱，包括各种开关旋钮的操作面板，信号输入、输出端，指针式或LED显示表，CRT或LCD波形显示窗口，打印输出端口。仪器内部包含传感器、信号处理器、A/D转换器、微处理器、存储器和内部总线等专门化的电路。通过这些电路来转换、测量、分析实际信号，并将结果以各种方式显示。但是由于仪器所包含的功能均由仪器厂家定义，所有功能模块全都以硬件(或固化了的软件)的形式存在于测量仪器中，仪器功能单一、固定，用户无法根据实际需要改变或扩展仪器功能。而在实际应用中，往往需要多种不同的测量功能。例如，若在野外进行实地测量，被测信号种类较多且需要对其进行存储、离线分析时，传统测量仪器就体现出诸多不便及功能上的局限。虽然计算机技术的发展给传统仪器注入了强大的活力，

特别是微电子技术和大规模集成电路的发展，数字化仪器、智能仪器得到了快速发展，其功能、精度越来越高。但传统测量仪器的固有局限性并没有根本改变。

2. 虚拟仪器概念及发展

虚拟仪器(Virtual Instrument，VI)指通过应用程序将通用计算机与功能化硬件结合起来，用户通过友好的图形界面来操作计算机，就像操作自己定义、设计的仪器一样，完成对被测量的采集、处理、分析、判断、显示、数据存储等。在这种仪器系统中，各种复杂测试功能、数据分析和结果显示都完全由计算机软件完成，在很多方面有传统仪器无法比拟的优点，如使用灵活方便、测试功能丰富、价格低廉、一机多用等，这些使得虚拟仪器成为未来电子测量仪器发展的主要方向之一。

和传统的仪器系统相比较，虚拟仪器的特点见表8-1。虚拟仪器的出现，彻底改变了传统仪器的结构固定、功能单一、价格昂贵、可扩展性差等不足，并且具有灵活方便的功能扩展、友好的人机界面、方便的操作、优良的性价比和用户可自行定义仪器功能等一系列优点。虚拟仪器将计算机和测量系统融合于一体，用计算机软件代替传统仪器的某些硬件的功能，用计算机的显示器代替传统仪器物理面板。虚拟仪器对于传统仪器的最大优势是“传统的独立仪器由制造商来定义它的功能，而虚拟仪器完全由用户定义仪器的功能”。传统的单台仪器只有一块仪器面板。例如，示波器只有示波器面板，信号发生器也只有信号发生器的面板。但是，虚拟仪器的“面板”显示在PC的屏幕上，以软件的形式存在于计算机中，一套完整的虚拟仪器系统可以包含多个可切换的操作面板。仪器的操作是通过鼠标选中不同的按键和旋钮来完成的。根据实际生产的需要，采用不同的软、硬件组合，用户就能在屏幕上定义自己的仪器，通过修改软件来修改或增减仪器的功能，生成各种不同的“仪器面板”，最大限度地满足各种测量系统的需要，从而真正体现了“软件就是仪器”这一新概念。

表8-1 虚拟仪器与传统仪器的比较

虚 拟 仪 器	传 统 仪 器
功能由用户设计	功能由仪器厂家定义
计算机可直接读取数据并进行分析处理	人工读取数据
数据可编辑、存储、打印	数据无法编辑
可方便地与网络、外设及多种仪器连接	与其他仪器设备的连接十分有限
软件是关键部分	硬件是关键部分
价格低廉	价格昂贵
基于计算机技术开发的功能模块可构成多种仪器	系统封闭、功能固定、可扩展性差
技术更新快	技术更新慢
基于软件体系的结构，大大节省开发维护费用	开发和维护费用高

示波器是电子测量、测试仪器中使用范围非常广泛的设备。传统示波器包括宽带示波器、取样示波器和记忆示波器等，它们频带较宽，实时性较好，但功能比较单一，人机界面不够友好。而采用虚拟仪器技术，可方便地以低廉的成本来实现上述功能。

虚拟示波器是虚拟仪器的一种，用数据采集卡采集现场信号，通过接口电路传输数据到计算机，利用功能强大的计算机来完成信号的处理，借助强大的监控软件模拟示波器的操作面板和波形的显示，从而实现了各种信号的处理、加工、分析和打印输出等功能，且测量结果可用各种不同的方式(如数据、图形、图表等)表示。因此，虚拟仪器不仅可以实现传统示波器的功能，除具有存储、再现、分析、处理波形等特点外，还具有体积小，耗电少、功能强大及操作方便等优点。

8.1.2 虚拟仪器的硬件系统

硬件是虚拟仪器工作的基础，它的主要功能是完成对被测信号的采集、传输和测量结果显示。虚拟仪器的硬件设备有数据采集卡/板(简称数采卡/板，DAQ)、GPIB 总线仪器、VXI 总线仪器模块、串口总线仪器等。虚拟仪器的构成方式主要有 5 种类型，如图 8.1 所示。

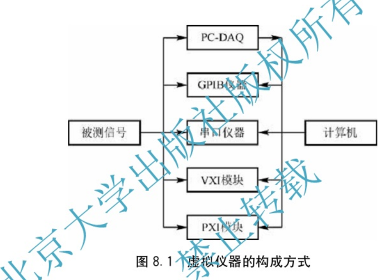


图 8.1 虚拟仪器的构成方式

(1) PC-DAQ 系统是以数据采集板、信号调理电路及计算机为仪器硬件平台组成的插卡式虚拟仪器系统。该系统采用计算机本身的 ISA 总线，将数采卡/板(DAQ)插入计算机的空槽中即可。

(2) GPIB 系统是以 GPIB 标准总线仪器与计算机为仪器硬件平台组成的虚拟仪器测试系统。典型的 GPIB 系统由一台 PC、一块 GPIB 接口板卡和若干台 GPIB 仪器，通过标准 GPIB 电缆连接而成。在标准情况下，一块 GPIB 接口板卡可带多达 14 台仪器，电缆长度可达 20m。利用 GPIB 扩展技术，一个 GPIB 自动测控系统的规模，无论是仪器数量还是距离都可以进一步扩展。

(3) VXI 系统是以 VXI 标准总线仪器模块与计算机为仪器硬件平台组成的虚拟仪器测试系统。

(4) PXI 系统是以 PXI 标准总线仪器模块与计算机为仪器硬件平台组成的虚拟仪器测试系统。

(5) 串口系统是以 Serial 标准总线仪器模块与计算机为仪器硬件平台组成的虚拟仪器测试系统。

无论上述哪种 VI 系统，都通过应用软件将仪器硬件与计算机相结合。

在 5 种虚拟仪器系统中，PC-DAQ 插卡式虚拟仪器是最基本和最廉价的构成形式。在

经费不足或时间不充裕的情况下经常被采用，PC-DAQ 卡由以下几个部分组成：

（1）多路开关：将各路信号轮流切换到放大器输入端，实现多参数多路信号的分时采集。

（2）放大器：将前一级多路开关切换进入待采集信号放大(或衰减)至采样环节的量程范围内。实际系统中通常放大器设计成增益可调的放大器，设计者可根据输入信号不同的幅值选择不同的增益倍数。

（3）采样/保持器：取出待测信号在某一瞬时的值(即实现信号的时间离散化)，并在 A/D 转换过程中保持信号不变。如果被测信号变化很缓慢，也可以不用采样/保持器。

（4）A/D 转换器：将输入的模拟量转化为数字量输出，并完成信号幅值的量化。随着电子技术的发展，目前通常将采样/保持器同 A/D 转换器集成在一块芯片上。

以上四个部分都处在计算机的前向通道，是组成数据采集卡的主要环节，与其他有关电路，如定时/计数器、总线接口电路等集成在一块印制电路板上，即构成数据采集卡(DAQ 卡)，完成对信号数据的采集、放大及 A/D 转换任务。

PC-DAQ 插卡式虚拟仪器系统充分利用了 PC 的机箱、总线、电源及软件资源，但是由于又受到 PC 机箱环境和计算机总线的限制，也存在诸多的不足，如电源功率不足、散热条件差等。

8.1.3 虚拟仪器的软件系统

虚拟仪器技术的核心思想，就是利用计算机的硬/软件资源，使本来需要硬件实现的技术软件化(虚拟化)，以便最大限度地降低系统成本，增强系统的功能与灵活性。基于软件在 VI 系统中的重要作用，NI 提出了“软件就是仪器(The software is the instrument)”的口号。VPP 系统联盟提出了系统框架、驱动程序、VISA(Virtual Instrumentation Software Architecture)、软面板、部件知识库等一系列 VPP 软件标准，推动了软件标准化的进程。

虚拟仪器的软件框架从低层到顶层，包括三部分：VISA 库、仪器驱动程序、应用软件。VISA 虚拟仪器软件体系结构，实质就是标准的 I/O 函数库及其相关规范的总称。一般称这个 I/O 函数库为 VISA 库。它驻留于计算机系统之中执行仪器总线的特殊功能，是计算机与仪器之间的软件层连接，以实现对仪器的程序控制。对于仪器驱动程序开发者来说是一个个可调用的操作函数集。仪器驱动程序是完成对某一特定仪器控制与通信的软件程序集，是应用程序实现仪器控制的桥梁。每个仪器模块都有自己的仪器驱动程序，仪器厂商以源码的形式提供给用户。应用软件建立在仪器驱动程序之上，直接面对操作用户，通过提供直观友好的测控操作界面、丰富的数据分析与处理功能，来完成自动测试任务。

虚拟仪器系统的开发语言有：标准 C、Visual C＋＋、Visual Basic 等通用程序开发语言。但直接由这些语言开发虚拟仪器系统，是有相当难度的，除了要花大量时间进行测试系统面板设计外，还要编制大量的设备驱动程序和底层控制程序。这些工作对于那些不熟悉这方面知识的工程设计人员来说，需要花费大量时间和精力，这样直接影响了系统开发的周期和性能。除了通用程序开发语言以外，还有一些专用的虚拟仪器开发语言和软件，其中有影响的开发软件有：NI 公司的 LabVIEW 和 LabWindows/CVI。LabVIEW 采用图形化编程方案，是非常实用的开发软件。LabWindows/CVI 是为熟悉 C 语言的开发人员准备的，是在 Windows 环境下的标准 ANSIC 开发环境。除此以外还有 HP 公司的 HP-VEE、HP-TIG 开发平台，美国 Tektronix 公司的 Ez-Test、Tek-TNS 平台软件，这些都是国际上公认的优秀的虚拟仪器开发软件平台。



基于 LabVIEW 和 J1939 协议的 CAN 总线通信平台开发

基于 J1939 协议的商用车 CAN 总线，针对单片机微控制器 MCU 节点的 MCU＋CAN 控制器＋CAN 收发器的 CAN 通信接口，在车载网络控制系统中得到了大量应用；而对整车道路试验、发动机台架试验、整车电环境半实物仿真测试的上位机节点的 PC 或笔记本式计算机＋CAN 通信模块，大都使用价格昂贵的 Vector CANoe 模块。

资料来源：http：//www. elecfans. com/instrument/313914. html.

8.1.4 虚拟仪器设计方法

虚拟仪器的设计方法和步骤与传统仪器有较大的差别，这主要是由于软件的作用在虚拟仪器中被大大加强了。同样由于虚拟仪器的软件和硬件有着紧密的关系，因而虚拟仪器应用软件的开发与一般的软件开发也有较大差别。通常，一个虚拟仪器的设计步骤如下：

1. 在前面板设计窗口放置控件

首先，在前面板开发窗口使用工具模板中的相应工具，从控制模板中取用和放置好所需控件，进行控件属性参数设置，标贴文字说明标签。

2. 在流程图编辑窗口，放置节点、图框

在流程图编辑窗口，使用工具模板中相应工具，从功能模板中取用并放置好所需图标，它们是流程图中的“节点、图框”。

3. 数据流编程

使用连线工具按数据流的方向将端口、节点、图框依次相连，实现数据从源头按规定的运行方式送到目的终点。

4. 运行检验

当完成前三个步骤后，前面板程序与流程图图形化程序的设计完毕，一个虚拟仪器已基本建立，是否达到预期功能，还需运行检验。有如下两种检验方式：

（1）仿真检验：不使用 I/O 接口硬件设备，对 VI 检验运行所需的信号数据采用由“数组”或“信号生成函数”产生的“仿真信号”。

（2）实测检验：通过 I/O 接口硬件设备，采集输入标准信号，来检验虚拟仪器的功能。

仿真检验在实测检验之前进行，是虚拟仪器所特有的优势，因为它对反复检验、调试、不断完善改进虚拟仪器极为方便，是传统仪器无法采用的检验手段。

5. 程序调试

利用快捷工具栏中的“运行”、“高亮执行”、“单步执行”、“断点设置”进行程序调试的步骤如下：

（1）找出语法错误：如果一个 VI 程序存在语法错误，则面板工具栏上的运行按钮会变成一个折断的箭头，表示程序不能被执行。这时该按钮被称为错误列表。单击它，则

LabVIEW 弹出错误清单窗口，单击其中任何一个所列出的错误，选用 Find 功能，则出错的对象或端口就会变成高亮。

(2) 设置执行程序高亮：在 LabVIEW 的工具栏上有一个画着灯泡的按钮，这个按钮称为高亮执行按钮。单击这个按钮使它变成高亮形式，再单击运行按钮，VI 程序就以较慢的速度运行，没有被执行的代码灰色显示，执行后的代码高亮显示，并显示数据流线上的数据值。这样就可以根据数据的流动状态跟踪程序的执行。

(3) 断点与单步执行：为了查找程序中的逻辑错误，有时希望流程图程序一个节点一个节点地执行。使用断点工具可以在程序的某一地点中止程序执行，用探针或者单步方式查看数据。使用断点工具时，单击你希望设置或者清除断点的地方。断点的显示对于节点或者图框表示为红框，对于连线表示为红点。当 VI 程序运行到断点被设置处，程序被暂停在将要执行的节点，以闪烁表示。按下单步执行按钮，闪烁的节点被执行，下一个将要执行的节点变为闪烁，指示它将被执行。也可单击暂停按钮，程序将连续执行直到下一个断点。

(4) 探针：可用探针工具来查看当流程图程序流经某一根连接线时的数据值。从 Tools 工具模板选择探针工具，再用鼠标左键单击希望放置探针的连接线。这时显示器上会出现一个探针显示窗口。该窗口总是被显示在前面板窗口或流程图窗口的上面。在流程图中使用选择工具或连线工具，在连线上单击鼠标右键，在连线的弹出式菜单中选择“探针”命令，同样可以为该连线加上一个探针。

6. 数据观察

当检验观察中发现有错误时，单击“Highlight Execution”按钮，观察数据流中各个节点的数值。

7. 命名存盘

保存设计好的 VI。

8.2 LabVIEW 基础

LabVIEW(Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench)是一种图形化的编程语言，广泛地被工业界、学术界和研究实验室所接受，视为一个标准的数据采集和仪器控制软件。LabVIEW 集成了与满足 GPIB、VXI、RS-232 和 RS-485 协议的硬件及数据采集卡通信的全部功能，还内置了便于应用 TCP/IP、ActiveX 等软件标准的库函数，其功能强大且应用灵活，利用它可以方便地建立自己的虚拟仪器，其图形化的界面使得编程及使用过程都生动有趣。图形化的程序语言，又称为“G”语言。使用这种语言编程时，基本上不写程序代码，取而代之的是程序框图。它尽可能利用了技术人员、科学家、工程师所熟悉的术语、图标和概念，因此，LabVIEW 是一个面向最终用户的工具。它可以增强构建科学和工程系统的能力，提供实现仪器编程和数据采集系统的便捷途径。使用它进行原理研究、设计、测试并实现仪器系统时，可以大大提高工作效率。LabVIEW 也可产生独立运行的可执行文件，是一个真正的 32 位编译器。像许多重要的软件一样，LabVIEW 提供了 Windows、UNIX、Linux、Macintosh 的多种版本。




阅读材料 8-2

NI PXI 数字化仪和 LabVIEW 抖动分析工具包

美国国家仪器公司(National Instruments, NI)于近日发布 NIPXIe-5162 数字化仪，并更新了 LabVIEW 抖动分析工具包。该数字化仪带有 10 位垂直分辨率和 5GS/s 采样率，它的高速测量垂直分辨率是传统 8 位示波器的 4 倍。NIPXIe-5162 单个插槽中具备 1.5GHz 的带宽和 4 个通道，适用于高通道数数字化仪系统的生产测试、研究和设备特性记述。工程师们因此可以结合使用 LabVIEW 与数字化仪，以及 LabVIEW 抖动分析工具包中专门为高吞吐量的抖动、眼图和相位噪声测量优化过的函数库，以满足自动化验证和生产测试环境所需。

资料来源：http://info.edu.hc360.com/2013/04/291122567714.shtml.

8.2.1 LabVIEW 程序的基本构成

LabVIEW 应用程序，即虚拟仪器(VI)，包括前面板(front panel)、流程图(block diagram)以及图标/连接器(icon/connector)三部分。

1. 前面板

前面板是图形用户界面，即 VI 的虚拟仪器面板，该界面包括有用户输入和显示输出两类对象，具体表现为开关、旋钮、图形，以及其他控制(control)和显示对象(indicator)。图 8.2 所示是一个虚拟示波器的前面板。显然，并非简单地画两个控件就可以运行，在前面板后还有一个与之配套的流程图。

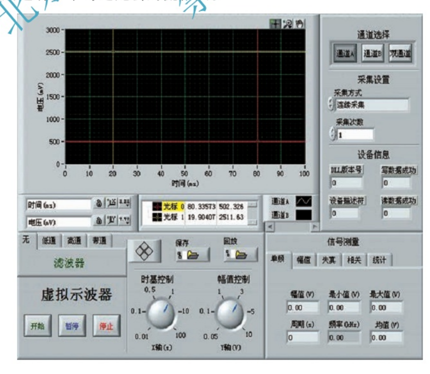


图 8.2 虚拟示波器的前面板

2. 流程图

流程图提供 VI 的图形化源程序。在流程图中对 VI 编程，以控制和操纵定义在前面板上的输入和输出功能。流程图中包括前面板上的控件连线端子，还有一些前面板上没有，但编程必须有的东西，如函数、结构和连线等。图 8.3 是与图 8.2 对应的流程图。

如果将 VI 与标准仪器相比较，那么前面板上的东西就是仪器面板上的东西，而流程图上的内容相当于仪器箱内的内容。在许多情况下，使用 VI 可以仿真标准仪器，不仅在屏幕上出现一个惟妙惟肖的标准仪器面板，而且其功能也与标准仪器相差无几。

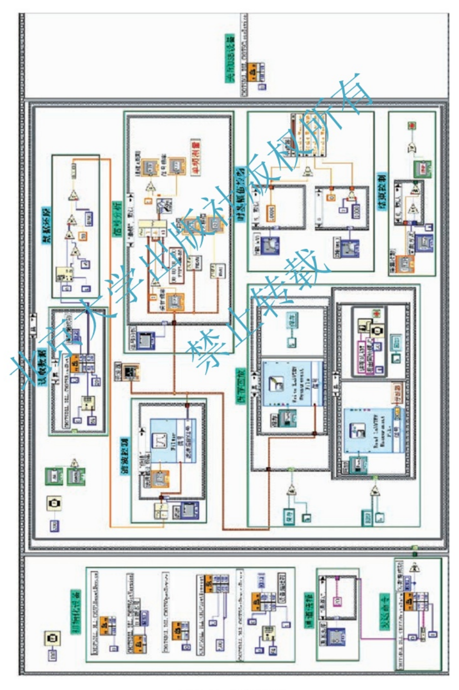


图 8.3　程序框图



3. 图标/连接器

VI 具有层次化和结构化的特征。一个 VI 可以作为子程序，这里称为子 VI(SubVI)，被其他 VI 调用，这里图标与连接器相当于图形化的参数。

8.2.2 LabVIEW 的操作模板

在 LabVIEW 的用户界面上，应特别注意它提供的操作模板，包括工具(Tools)模板、控制(Controls)模板和函数(Functions)模板。这些模板集中反映了该软件的功能与特征。

1. 工具模板

工具模板(Tools Palette)提供了各种用于创建、修改和调试 VI 程序的工具，如图 8.4 所示。如果该模板没有出现，则可以在 Windows 菜单下选择“Show Tools Palette”命令以显示。

当从模板内选择了任一种工具后，鼠标箭头就会变成该工具相应的形状。当从 Windows 菜单下选择了“Show Help Window”功能后，把工具模板内选定的任一种工具光标放在流程图程序的子程序(SubVI)或图标上，就会显示相应的帮助信息。

2. 控制模板

如图 8.5 所示，控制模板(Controls Palette)用来给前面板设置各种所需的输出显示对象和输入控制对象。每个图标代表一类子模板。

如果控制模板不显示，可以用 Windows 菜单的“Show Controls Palette”功能打开它，也可以在前面板的空白处单击鼠标右键，以弹出控制模板。

3. 函数模板

函数模板(Functions Palette)是创建流程图程序的工具，模板上的每一个顶层图标都表示一个子模板。若函数模板不出现，则可以用 Windows 菜单下的“Show Functions Palette”功能打开它，也可以在流程图程序窗口的空白处单击鼠标右键以弹出功能模板。功能模板如图 8.6 所示。



图 8.4 LabVIEW 的工具模板



图 8.5 LabVIEW 的控制模板



图 8.6 LabVIEW 功能模板

8.2.3 LabVIEW 的数据类型和结构

LabVIEW 为程序开发人员提供了许多预先定义好的数据类型和数据结构。具有这些数据类型的数据只能作为一个整体来对待，不能拆开进行操作，比较典型的数据类型有数值数据和布尔数据。

1. 数值数据类型

数值数据类型可以分为浮点数、整数和复数 3 种基本形式。从 3 种基本形式又可衍生出更多的数据类型。

表 8-2 给出 LabVIEW 提供的所有数值数据类型，第一列为数值数据类型名，第二列为数值数据类型在存储器中存储时占用的位数，第三列给出相应类型所能表示的数据范围。一般情况下，前面板上数值类型的输入控件或显示控件可以被指定为表 8-2 所示的任意数值数据类型。

表 8-2 数值数据类型

数值数据类型	存储位数	数 值 范 围
单精度浮点数	32	最小正数 1.40e−45，最大正数 3.40e+38 最小负数−1.40e−45，最大负数−3.40e+38
双精度浮点数	64	最小正数 4.94e−324，最大正数 1.79e+308 最小负数−4.94e−324，最大负数−1.79e+308
扩展精度浮点数	128	最小正数 6.48e−4966，最大正数 1.19e+4932 最小负数−6.48e−4966，最大负数−1.19e+4932
单精度浮点复数	64	实部和虚部分别与单精度浮点数相同
双精度浮点复数	128	实部和虚部分别与双精度浮点数相同
扩展精度浮点复数	256	实部和虚部分别与扩展精度浮点数相同
带符号字节整数	8	−128～127
带符号字整数	16	−32768～32767
带符号长整数	32	−2147483648～2147483647
带符号长整数	64	−9.223372e+18～9.223372e+18
无符号字节整数	8	0～255
无符号字整数	16	0～65535
无符号长整数	32	0～4294967295
无符号长整数	64	0～1.8446744e+19

2. 布尔数据类型

布尔数据类型只有“真”和“假”两种取值。布尔类型的控件在“控件选板”→“新式”→“布尔”子选板上。布尔输入控件和显示控件的快捷菜单内容与数值输入控件的基本相同。

布尔类型常量“真常量”和“假常量”都在“函数选板”→“编程”→“布尔”子选板

上。使用操作工具单击布尔常量，可以把布尔常量值取反。对布尔数据可以进行的操作也位于“函数选板”→“编程”→“布尔”子选板上。典型的布尔数据操作包括与、或、非和异或等。

8.2.4 LabVIEW 在测控领域的应用

虚拟仪器技术经过近几年的发展，而今正沿着总线与驱动程序标准化、硬/软件模块化、编程平台的图形化和硬件模块的即插即用方向进步。以开放式模块化仪器标准为基础的虚拟仪器标准正日趋完善，建立在虚拟仪器技术上的各种先进仪器将会层出不穷。虚拟仪器技术在发达国家的推广应用十分普及，在电子测量领域、过程控制领域，以及与人们的生活息息相关的许多其他领域都有应用。在国内，近年来也开始有了利用虚拟仪器实现检测、控制等功能的例子，可以说其具有巨大的发展潜力及广泛的应用前景。由表 8－3 可以看出，虚拟仪器已经逐渐被应用于人类生活的各个领域。

表 8－3 虚拟仪器应用

测试和测量	工业自动化	测试和测量	工业自动化
声学测试	食品加工	电子测试	制药生产
设备测试	HMI	光纤校准	工业机器人
自动光学检验(AOI)	实验室自动化	光学度量和测定	过程自动化
汽车测试	机械控制	半导体测试	SCADA
生物医学研究	机器视觉	电信通信测试	晶片传送手臂
校准	石油和天然气处理	振动测试	统计流程控制


阅读材料 8－3

使用 LabVIEW 和 PXI 进行东海大桥结构健康监测

东海大桥作为中国首座跨海大桥，耗资十几亿美元，于 2005 年完成通车。六车道的大桥将上海与洋山岛连在了一起，大桥全长 32.5km，并设计成 S 形以避开台风和海浪区，以保证车辆安全行驶。

我们搭建了一个结构健康监测(SHM)系统，它能够提供大量的数据来评估大桥损坏和退化程度、结构性能状况、对于突发性灾难的反应。利用这些数据可以对桥梁的设计和建造技术进行研究。上海巨一科技发展有限公司(JUST ONE Technology)使用基于 NI PXI 的数据采集(DAQ)系统和 NI LabVIEW 软件，被选中来搭建这个结构健康监测系统。

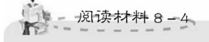
我们使用基于 NI PXI 的数据采集系统，源于其良好的坚固性和小巧的体积，适用于放置在大桥的保护区域中。事实证明，系统在安装完毕后成功地克服了大桥所遇到的湿度、灰尘、震动和化学腐蚀等各种难题。使用 LabVIEW，工程师能够进行重要的实时分析，同时，能够对大桥上大量的传感器产生的信号进行离线处理。

资料来源：http://www.elecfans.com/ni/news/290447.html.

8.3 设 计 实 例

8.3.1 基本信号发生器设计

信号发生器作为科学实验必不可少的装置，被广泛地应用到教学、科研等各个领域。高等学校特别是理工科的教学、科研需要大量的仪器设备，如信号源、示波器等，常用仪器都必须配置多套，有些仪器设备价格昂贵，投资巨大，造成许多学校仪器设备缺乏或过时陈旧，严重影响教学科研。运用虚拟仪器技术构建系统，代替常规仪器、仪表，不但可以满足实验教学的需要、节约经费、降低实验室建设的成本，而且能够提高教学科研的质量与效率。



LabVIEW 在医学领域中的应用

医用泵是用来向病人输液的设备，医务人员通过它还可获得诊断信息，因此，对泵的精度有较高的要求。IEC 提出了一种较完善的测试标准：①测量输液开始后的流速；②测定不同时间间隔流速的相对变化，以描述泵的性能。为了简化数据采集和分析，减少测试时间和操作的间断次数，研发人员用虚拟仪器软件 LabVIEW 开发了一套计算机化的自动测试系统。系统由电子天平、奔腾 PC、LabVIEW 软件和连接电缆组成。天平上放一只烧杯，用来收集由泵输送的液体。天平通过其上的 RS-232 串行口连到 PC 的串行口上，进行双向通信。PC 上运行以 LabVIEW 开发的采集虚拟仪器(采集 VI)，周期性地询问天平，收集信息。采集到数据后，另一台独立的 LabVIEW 分析虚拟仪器(分析 VI)立即执行分析任务。用天平测得的质量除以液体的密度和测试的持续时间，求得流速(mL/min)，并用屏幕面板显示流速随时间的变化。用户通过屏幕能直观地观察到流速的均匀性和输送过程中由于机械响应产生的延迟。通过分析计算，VI 面板还显示特定时间间隔内或观察窗上流速的精度，这是用测得的流速减去编程的流速后，除以编程的流速求得的偏差。以这种分析，用户能用观察窗的时间间隔校正输出药物一半的时间，决定这只泵对特定应用是否合适等。

资料来源：http：//tech.C114.net/173/a145093.html.

信号发生器可以提供正弦波、方波、三角波、锯齿波、PWM 波等不同种类的周期信号函数。因此，设计信号发生器的主要任务是设计程序框图和前面板，在设计这两部分中若没有出现数据类型不匹配、控件的属性设置等问题，再跟硬件连接，看是否可以产生各种信号，并且可以被数字示波器采集到，并在硬件允许的范围内体现出比传统信号发生器更宽泛的信号范围。

1. 程序步骤

按系统的总体要求，可以分为两部分来设计，一个是基本波形的系统设计，如正弦

波、方波、三角波和锯齿波，另一个是基于数字脉冲的 PWM 波设计。LabVIEW 设计一个系统，其中的主要部分是程序框图的设计，以下就是程序框图设计的基本过程。

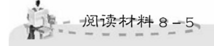
(1) 创建虚拟通道，可以根据输出的波形的类型来设置物理通道的性质，并可以设置波形的一些基本参数。图 8.7 是输出基本波形的虚拟通道，图 8.8 是输出 PWM 波的虚拟通道。



图 8.7 基本波形虚拟通道



图 8.8 PWM 波虚拟通道



脉冲宽度调制(PWM)

脉冲宽度调制是一种模拟控制方式，其根据相应载荷的变化来调制晶体管基极或 MOS 管栅极的偏置，来实现晶体管或 MOS 管导通时间的改变，从而实现开关稳压电源输出的改变。这种方式能使电源的输出电压在工作条件变化时保持恒定，是利用微处理器的数字信号对模拟电路进行控制的一种非常有效的技术。

PWM 控制技术以其控制简单、灵活和动态响应好的优点而成为电力电子技术最广泛应用的控制方式，也是人们研究的热点。由于当今科学技术的发展已经没有了学科之间的界限，结合现代控制理论思想或实现无谐振软开关技术将会成为 PWM 控制技术发展的主要方向之一。

资料来源：http：//baike.baidu.com/view/631384.htm?fromId=168039.

(2) 设置基本波形的缓冲区和采样时钟，缓冲区中则可以对信号的频率、幅值、采样值、波形类型等进行设置，采样时钟设为模拟。设计中的 PWM 波是基于计数器产生的，采样时钟则是设置成计数器(隐式)。时钟采样方式均设置为连续采样。图 8.9 是基本波形信号的时钟，图 8.10 则是 PWM 波信号时钟。

(3) 基本信号发生器需要先设置模拟信号的通道数及采样数，然后运行，如图 8.11 所示；PWM 波则是在设置好波形参数和时钟后可以直接运行，如图 8.12 所示。

(4) 运行后，需要不断循环该程序，则在两个程序后都添加循环程序，并可以根据用户的需求随时按下停止按钮。在程序停止后，添上任务清除控件，若有错误产生，则在最后加上可以提示错误的错误对话框。具体程序如图 8.13 所示。

2. 基本波形信号发生器

系统采集设备采用的是 USB6211 采集卡，由于该卡支持 DAQmx 驱动程序，所以直

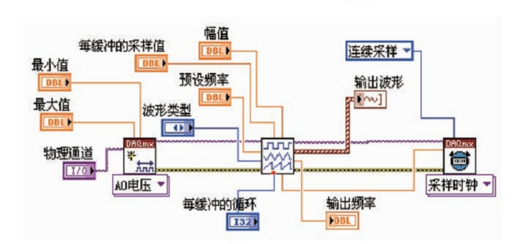


图 8.9　基本波形信号时钟

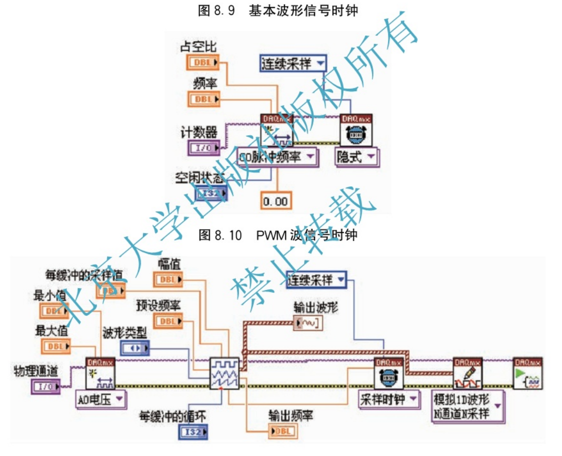


图 8.10　PWM 波信号时钟

图 8.11　基本信号波形运行



图 8.12　PWM 波运行

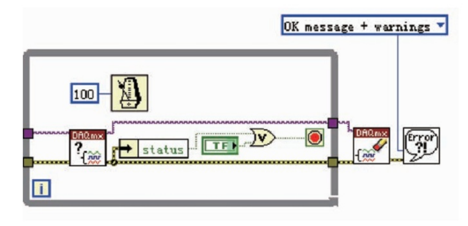


图 8.13　循环及清除程序

接使用 DAQmx-Data Acquisition 开发系统。在这部分中，主要是采集参数的设置，其中包括物理通道的选择，采样模式、采样率、每通道采样数、每缓冲的循环次数的配置，采样最大最小值、预设频率、幅值、波形类型的设置。具体程序如图 8.14 所示。



图 8.14　基本信号发生器程序

程序运行时的具体步骤如下：

（1）先创建一个模拟输出的电压任务。

（2）以波形缓冲区采样速率为基础来设定采样时钟速率，采样模式设置为连续采样模式。

（3）给输出缓冲区编写波形。

（4）开始运行任务。

（5）不断循环，直到用户按下停止按钮，每 100ms 查核错误，看任务是否完成。

（6）调用清除任务来清除任务，若出现错误，则使用弹出对话框显示错误或警告。

在设计好程序之后，图 8.15 是基本信号发生器程序所对应的前面板，分别显示了波形参数、采样参数、物理通道参数和输出波形等控件，可以很方便地进行参数调节、物理通道修改和观察输出波形是否出现失真或噪声。

3．PWM 波信号发生器

PWM 信号可以使用计数器或数字 I/O 输出等数字信号来产生，或者也可以利用任意波形发生器或 RF 信号发生器之类的模拟信号来产生。NI 很多的多功能数据采集(DAQ)设备都可以用来产生 PWM 信号。该设计的 PWM 波是基于 USB6211 的计数器来设计的。

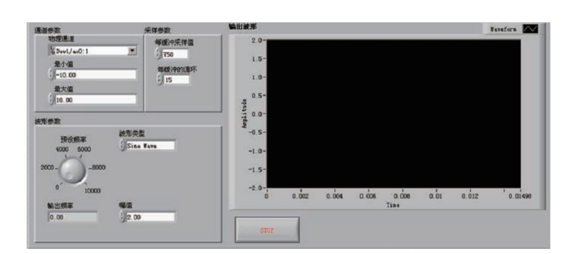


图 8.15 基本信号发生器前面板

图 8.16 是 PWM 波信号发生程序。



图 8.16 PWM 波信号发生程序

程序运行时的具体步骤如下：

(1) 先创建一个计数器的输出通道，在一个频率范围内产生脉冲。如果脉冲空闲状态设置为低信号，则生成的第一个转换是从低电平到高电平。

(2) 使用 DAQmx 的定时(隐式)来配置脉冲产生的时间。

(3) 调用 Start，并开始产生脉冲序列。

(4) 不断循环，直到用户按下停止按钮，每 100ms 查核错误，看任务是否完成。

(5) 调用清除任务来清除任务，若有错误出现，使用弹出对话框显示错误或警告。

程序所对应的前面板如图 8.17 所示，显示了 PWM 波的基本参数，可以很方便地修改波形的计数器通道、频率、占空比等波形输出条件。

4. 硬件连接调试

在分别完成基本信号发生器和 PWM 波信号发生器的前面板和程序框图后，需要与硬件连接，设置物理通道，然后运行，看是否可以输出符合实验要求的波形。

连接数据采集卡 USB6211 到计算机上，在系统提示可以使用后，打开 LabVIEW 程序，按照实验要求选择合适的物理通道和合适的波形参数，开始运行，并用示波器采集信号，观察是否有信号被采集到。

在数字示波器采集到正确的波形后，说明该系统的设计是正确的。



图 8.17 PWM 波信号发生前面板

5. 整体程序的具体实现

在设计完两部分程序后，因为两个程序中所涉及的物理通道不同，所以需要用条件结构将它们组合在同一个程序框图中，通过条件语句的真假转换按钮来分别运行两个程序，也可以更方便地进行程序修改。图 8.18 和图 8.19 分别是组合后的程序框图。

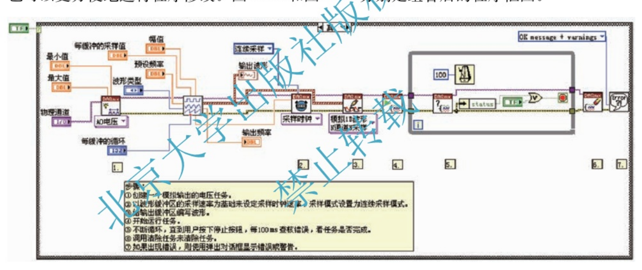


图 8.18 总程序框图——基本波形

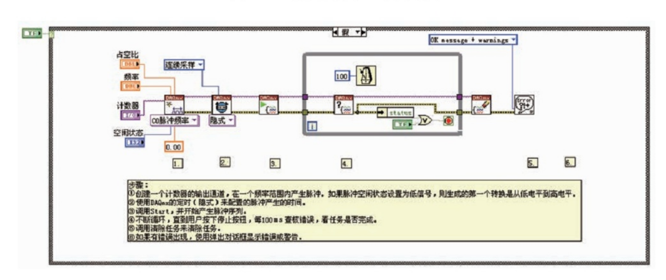


图 8.19 总程序框图——PWM 波形

LabVIEW 提供了非常丰富的图形界面来进行前面板的设计，波形图非常清楚而且实时显示虚拟信号发生器所产生的波形信号，所以将以上两个程序的前面板组合在一起，并填充上颜色，使其更接近一个真实信号发生器的操作面板。图 8.20 的前面板就是由两个程序的前面板所组合成的。

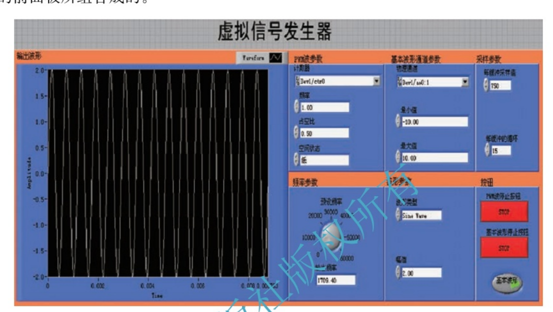


图 8.20　总程序前面板

8.3.2　虚拟数字滤波器设计

数字滤波器是信号处理的重要内容。数字滤波器可分为两大类：无限冲激响应(IIR)或有限冲激响应(FIR)。前者有较平坦的幅频特性，而后者可实现相位不失真。由于前者的设计方法源于传统的模拟滤波器，并且人们主要关心滤波器的幅频特性，所以 IIR 滤波器应用较多。

利用 LabVIEW 设计一个数字滤波器，可以实现 IIR、FIR 等数字滤波功能，参数可调。进行滤波器的设计，将两路不同频率的信号先叠加，然后通过滤波，将一路信号滤除，而保留有用信号。叠加即将两个信号相加，选用相应数学公式进行代数运算。然后信号进入到一个选择结构，选择结构中有两路分支，每路分支均有一个滤波模块，其中一个为 IIR 滤波器，另一个为 FIR 滤波器，通过按钮可选择 IIR 或是 FIR。每个滤波模块都可通过外部按钮对其参数进行调整，各个过程的波形都用波形图显示出来。图 8.21 所示为数字滤波器的程序框图。

从图 8.21 中可看出，整个程序处于一个大循环中，这样在各个时刻，当调整参数时，程序也会即时更新，按停止按钮时，滤波器停止工作。

图 8.22 所示为数字滤波器的前面板，4 个波形显示器分别显示不同时刻的波形，而 IIR 和 FIR 的滤波参数调整按钮都显示在面板上，还可以选择滤波器的类型。

通过 IIR 和 FIR 滑动选择按钮可先选择所需用的滤波器，然后对相应的滤波器进行设置，设置拓扑结构，选择滤波器类型，如低通或高通，设置截止频率等。

该设计可对任意频率的信号进行滤波，在滤波前要确定待滤波信号的参数，然后选择合适的滤波器并设置适当的参数即可。

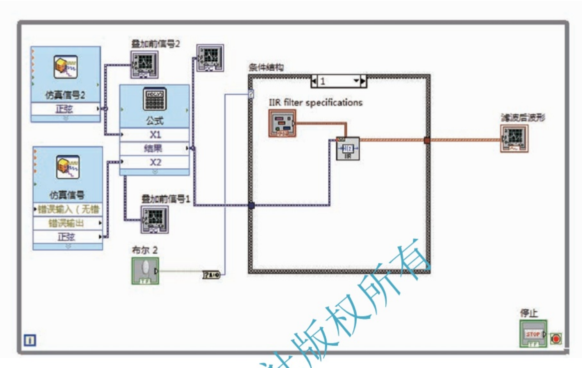


图 8.21 滤波器程序框图

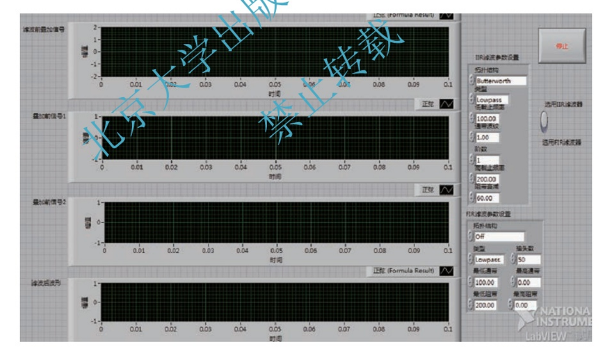


图 8.22 数字滤波器前面板

对已设计的滤波器的功能进行验证，看看其是否能完成相应的滤波功能。现将一路20Hz 的正弦波和一路 100Hz 的正弦波进行叠加，然后滤除其中一路。只对低通和高通进行举例验证。

1）低通滤波功能

用低通滤波器将 100Hz 的信号滤除，保留 20Hz 的信号。用 IIR 巴特沃斯滤波器，设置为低通类型，如图 8.23 所示。

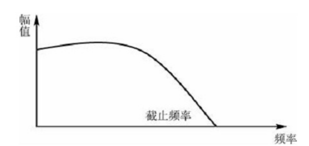


图 8.23　低通滤波器

因为要保留 20Hz 的信号，故截止频率要设置在 20Hz 以上，设置为 25Hz，调整阶数为 11 阶，其余参数不用设置，则滤波的波形如图 8.24 所示。

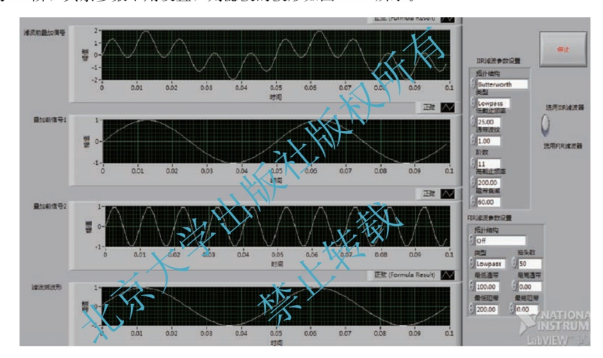


图 8.24　IIR 低通滤波效果

由图 8.24 观察可知，滤波后的波形跟叠加前的 20Hz 信号波形一致，即滤波效果比较理想，20Hz 被完全保留，而 100Hz 被完全滤除。

当选用 FIR 滤波器的时候也可以达到理想的效果，如图 8.25 所示。

其参数如图 8.25 中 FIR 参数，“拓扑结构”为 Windowed FIR，“抽头数”为 100，“最低通带”为 50Hz。

2） 高通滤波功能

用高通滤波器将 20Hz 的信号滤除，保留 100Hz 的信号。用 IIR 巴特沃斯滤波器，设置为如图 8.26 所示的高通类型。

先选择 IIR 巴特沃斯低通滤波器，其参数“低截止频率”设置为 90，“阶数”设置为 9 阶，滤波效果如图 8.27 所示。

同理可用 FIR 进行高通滤波，实现比较理想的滤波效果，如图 8.28 所示。其参数“最低通带”为 63Hz，“抽头数”为 61。

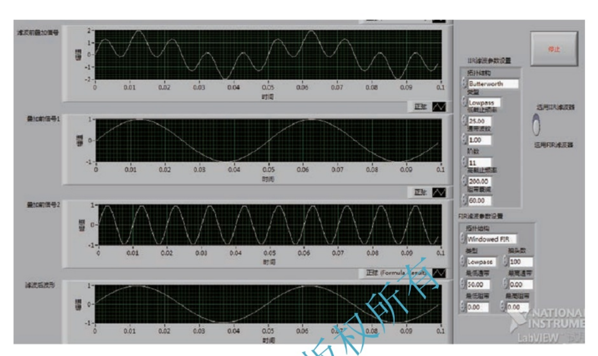


图 8.25　FIR 低通滤波效果

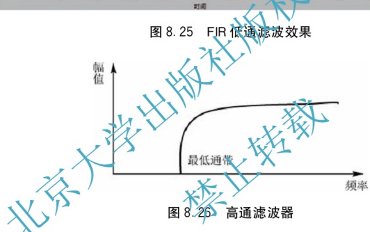


图 8.26　高通滤波器

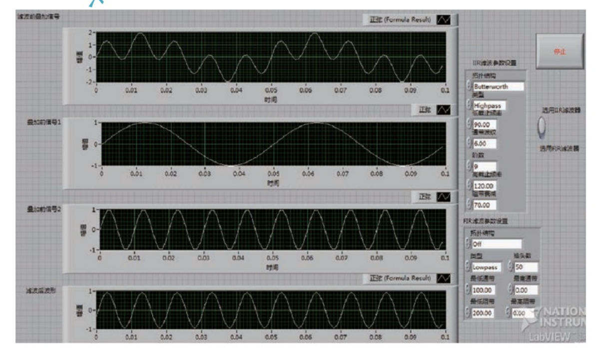


图 8.27　IIR 高通滤波器

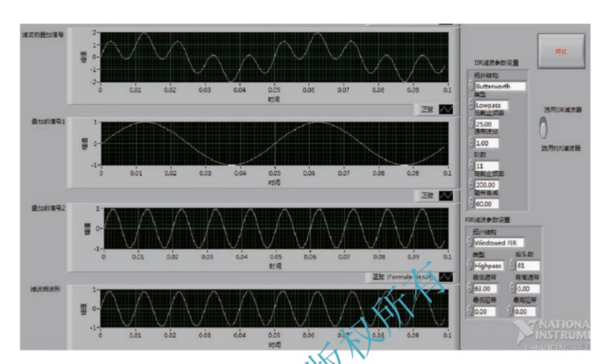


图 8.28　FIR 高通滤波器

习　　题

8-1　什么是虚拟仪器?

8-2　虚拟仪器语言有什么特点?

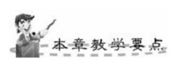
8-3　简述虚拟仪器的设计步骤。

8-4　简述 LabVIEW 程序的基本构成。

8-5　衡量 LabVIEW 数据结构的因素。

第 9 章

微机化测控系统设计及实例



知识要点	掌握程度	相关知识
测控系统设计的原则、过程	了解测控系统设计的原则	测控系统的设计方法； 典型传感器的应用
软、硬件设计及调试	掌握软、硬件设计方法和原则； 熟悉测控系统的调试	硬件设计方法； 相关程序语言的使用
具体设计实例	熟悉恒温控制系统和心电采集系统的设计过程	模拟电路和数字电路的知识； 不同传感器的工作原理



导入案例

艾默生正式发布新型过程安全控制系统

2013年4月9日，艾默生过程管理于上海卓美亚喜玛拉雅酒店正式发布其新型过程安全控制系统 Delta VTMCHARMSIS。这是艾默生过程管理继 2010 年推出具备“I/OonDemand”功能的新型 DeltaVS 系列产品以来，又一高灵活性产品。

新型 Delta VTMCHARMSIS 借助电子布线技术，不仅允许用户根据实际需求选择 I/O 类型：如 AI(4～20mA，HART)、DVCHART、DI、DO、T/C 或 RTD 等，更使得布线与接线工作量较传统接线方式减少了三分之二。除此之外，该 DeltaVTMCHARMSIS 系统亦遵循 IEC 61508 安全标准和相关法规，并获得权威机构 Exida、TÜV 的 SIL3 认证，能在不同的应用环境下保持高度的兼容性及稳定性；系统内置的 AMS 充分利用 HART 设备的诊断功能，在确保安全性的同时提高可用性，减少非计划性停车次数，保障现场人员安全、设备及客户经济收益。想必其推出后将为业内用户带来全新的操控体验，市场效应更是可见一斑。

此次新产品发布会上，艾默生首先详细介绍了其产品遵循的相关安全标准和法规，并通过现场 Demo 演示向用户阐述了该新型过程安全控制系统的特殊性能，而会议期间的踊跃互动更是将发布会推向了高潮。

资料来源：http：//www. testmart. cn/news _ a137502. html.

9.1 微机化测控系统的设计概述

测控系统的设计是一个综合运用知识的过程，需要掌握微机原理及接口技术、模拟电路与数字电路、软件设计方法及编程语言等多方面的基础知识，此外还要具备一定的生产工艺知识。因此，测控系统设计过程中，需要多领域和多方面的专业人员相互配合，并且测控系统的设计更多还需要根据各个生产过程的实际需要设计应用程序。

9.1.1 系统设计的基本原则

测控系统设计在最大限度满足安全、生产系统要求的前提下，一般符合以下几点：

（1）可靠性。测控系统可靠性高，是系统设计最重要的原则。要保证系统在使用条件下工作稳定且可靠性高，必须具备强的抗干扰性能。

（2）先进性。使用的元器件、传感器、执行器，检测方法，控制方法，程序设计，输入、输出方式及手段等，都应符合技术发展方向，具有技术的先进性。

（3）通用性。系统不需任何改动或只进行少许改动就能应用于其他场合，构成新的测控系统。

（4）合理性。系统结构简单，软硬件功能搭配恰到好处，便于安装、维护检修。

（5）经济性。系统功能强、成本低、性价比高。

9.1.2 设计过程

微机化测控系统的设计研制包括三个阶段：确定任务、拟制设计方案，软、硬件研制，调试运行，如图 9.1 所示。

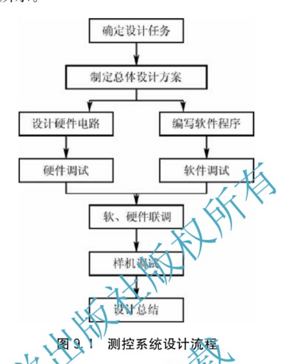


图 9.1 测控系统设计流程

1. 确定设计任务、拟制设计方案

首先确定测控系统所要完成的任务和应具备的功能，以此作为测控系统软、硬件的设计依据。设计人员在充分了解测控系统的工作过程，熟悉其工艺流程，明确系统任务的基础上，提出测控系统设计的初步方案。然后选择确定硬件类型和数量通过调查研究对方案进行论证，以完成微机化测控系统的总体设计工作。在完成总体设计的基础上，再将测控系统的研制任务分解成具体的设计任务。

2. 软、硬件研制

在设计过程中，软、硬件设计工作一般都是同时进行的，如图 9.1 所示，在设计硬件功能模块的同时，完成软件设计和应用程序的编制。两者同时并行，使软、硬件工作相互协调，充分发挥微机特长，缩短设计周期。

3. 调试运行

测控系统的软、硬件设计工作完成后，必须进行调试和试运行，检测和隔离系统中软、硬件两部分的故障，使其正常运行。在调试中必须对设计所要求的全部功能进行测试和评价，以确定测控系统是否符合预定性能指标，如果不符合，则应变动硬件或修改软件程序，重新调试，直到满足要求为止。

9.1.3 总体方案的设计

微机化测控系统的总体设计包括对电路、结构和软件的总体考虑，通常主要包括以下四部分工作。

1. 设计方案论证

测控系统的设计过程紧紧围绕着设计目标和一些约束条件展开。根据设计目标，设计人员提出几个初步方案，然后对每个方案进行可行性论证，包括关键部分的理论分析和计算，进行仿真分析，确定该方案是否满足设计目标的要求，最后在可行方案中选择性价比高且兼顾生产人员能力的方案作为设计方案。

2. 绘制工作总框图

设计方案确定以后，采用自顶向下的方法将测控系统划分为几个主要功能部分，确定出系统的原理框图，而后分别绘制相应的软、硬件工作框图。

3. 结构总体设计

测控系统的总体结构将根据测控系统的规模和硬件的复杂程度不同而采用不同的结构。目前通常的结构有大板结构、分板式结构、积木式结构和插件式结构等，根据具体情况分别选用不同的结构。

4. 设计工作的准备

设计工作的准备是测控系统总体设计中的一个重要部分，是测控系统设计能顺利进行的保证，大致包括五个部分：

（1）根据总体设计的任务和完成次序，做出进度计划和人力安排。

（2）安排场地和所需仪器设备及工具。

（3）做出元器件的采购和外加工预算计划。

（4）制定经费概算。

（5）对计划进行审定，并根据建议进行适当修改。

9.2 硬件设计

微机化测控系统的硬件电路是由各种电子元器件按照设计的线路连接而成的，因此硬件设计包括元器件设计和电路设计，两者缺一不可。

9.2.1 硬件电路的研制过程

测控系统的硬件电路设计步骤由系统的复杂程度决定，一般的硬件电路研制过程如图9.2所示。硬件电路设计大致包括电路设计、试验板设计调试、电路板设计调试和印制电路板设计调试几个步骤，在有些时间短的场合或生产批量小的情况下，为了缩短设计周期，减少成本开支，采用现成的单片机代替专用微机，简化试制过程。经验丰富的工程师，在设计过程中直接省略试验板的步骤。

9.2.2 元器件设计

硬件的具体设计就是根据系统的总体框图，设计出系统电气原理图，再按照电气原理图选择元器件，主要包括微处理器设计和外围元器件设计。

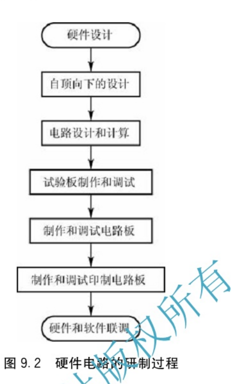


图 9.2　硬件电路的研制过程

1. 微处理器的选择

微处理器是微机的核心部件。它的结构和特性对所研制的微机化测控系统的性能有很大影响。对微处理器的选择应考虑以下主要特性：

(1) 用途。数据处理能力和控制是微处理器的两个主要用途。数据处理能力要求它有较强的算术运算能力，在兼有数据处理任务的控制类测控系统中通常采用数据处理型的微处理器。选择微处理器通常考虑其字长，指令系统，软、硬件支持等多种因素。

(2) 字长。微处理器的字长取决于并行数据总线的数目，字长直接影响芯片的大小、引脚数及存储器的大小。设计时在满足性能指标的条件下，尽可能选用最小的数据字。

(3) 寻址范围和寻址方式。地址长度反映了可寻址的范围，表示系统中可存放的程序和数据量；寻址方式包括间接、直接、相对和变址寻址等。

(4) 指令种类和数量。

(5) 执行速度。通常用时钟周期或机器周期来表示。

(6) 功耗。主要由器件工艺、器件的复杂性和时钟速率所支配，通常字长较宽的功耗较大；高速双极性芯片功耗较大，而 CMOS 器件功率最小；速率较慢的芯片功耗较小。实际应用中应根据温度及系统所使用的环境等条件来选择不同功耗的芯片。

(7) 软、硬件支持。通常一个测控系统应有足够的 LSI 外围芯片，如串口、并口、定时计数器、A/D 转换器、D/A 转换器等。

(8) 成本。正确选择微处理器或单片微型机，直接影响着整个测控系统的成本。因此，必须仔细、认真、综合考虑。特别是由于微机技术发展十分迅速，必须经常关心微处理器、单片微型机和其他芯片及有关外围设备的现行价格，合理地进行选择。

2. 输入/输出通道的选择

根据被控对象的输入/输出参数的多少，确定过程输入/输出通道是总体方案设计的一项重要内容，并根据系统的规模及要求配以适当的外围设备，如打印机、CRT 显示器、

绘图仪及 CD-ROM 等。在实际的设计时，应从以下几个方面来考虑：

（1）数据采集和传输所需要的输入/输出通道数。

（2）所有输入/输出通道的数据传输速率，各通道处理的数据流量是否相等。

（3）输入/输出通道是串行还是并行操作。

（4）输入/输出通道中数据位数的选择，由控制精度确定 A/D、D/A 转换的位数。

3. 传感器和变送器的选择

根据测量范围和系统的精度选择被控量的测量元件，即传感器和变送器，它是影响系统控制精度的一个重要因素。当传感器的输出为规定的标准信号时，称为变送器。传感器和变送器一起构成自动控制的检测信号源。

根据被测信号的不同(如温度、压力、液位、成分、位移、重量和速率)，选择相应的传感器。目前不同厂家针对不同的需要开发了不同种类、规格各异的传感器。集成传感器和专门传感器的出现，为测控系统的设计带来了方便。

变送器能将被测信号转换为可远传统一标准信号(0～10mA，4～20mA 等)的器件，其输出信号与被测信号有一定的连续关系。常用的变送器有温度、压力、液位、压差、流量及各种电量变送器等，对此类信号可进行数据采集。国内一般称为电动单元组合仪表(简称 DDZ)。例如，DDZ-III 变送器输出 4～20mA 的信号，供电电源为 24V，采用二线制。DDZ-S 系列变送器是将模拟技术与数字技术相结合而开发的新型变送器。

4. 执行机构的选择

通常根据被控对象的实际情况与控制算法的匹配情况，来确定执行机构，常用的执行机构有电动、气动和液压等。气动执行机构具有结构简单、操作方便、使用可靠、维护容易、防火防爆等优点，电动执行机构具有体积小、种类多、使用方便、响应速度快、与计算机接口容易等优点，液压执行机构具有输出功率大、能传递大扭矩和较大推力、控制和调节简单、方便省力等优点。

在计算机控制系统中，将 0～10mA 或 4～20mA 电信号经转换装置转换成标准的 0.02～0.1MPa 气压信号后，即可与气动机构一起使用。电动机构直接接收来自工业控制机的输出信号 0～10mA 或 4～20mA，实现控制作用。

常用的执行机构有电动机、电动机启动器、变频器、调节阀、电磁阀、可控硅整流器或者继电器线圈等。执行机构是控制系统的最后一道环节，必须考虑环境要求、行程范围、驱动方式、调节介质、防爆等级等方面的因素。

9.2.3 电路设计原则

电路的设计要根据元器件所在电路对该器件的技术要求来选择，电路中相关器件尽可能做到性能匹配。电路设计主要考虑以下因素：

（1）硬件电路结构要结合软件方案综合考虑。软件能实现的功能尽可能由软件来实现，以简化硬件电路。这里要注意，由软件实现的硬件功能，响应时间长，而且占用 CPU 时间。

（2）尽可能选用典型电路和集成电路，为硬件系统的标准化和模块化打下基础。

（3）微机系统的扩展与外围设备配置的水平应充分考虑测控系统的功能要求，并留有适当的余地，以便于进行二次开发。

（4）在把设计好的单元电路与别的单元电路相连时，要考虑是否可直接连接。

（5）在模拟信号传送距离较远时，要考虑以电流或频率信号传输代替以电压信号传输，如共模干扰大应采用差动信号传送。在数字信号传送距离较远时，要考虑采用“线驱动器”。

（6）可靠性设计和抗干扰设计是硬件系统设计不可缺少的一部分，包括去耦滤波、印制电路板布线和通道隔离等。

9.2.4 硬件调试

硬件调试主要包括下列项目：

1. 排除逻辑故障

这类故障往往由设计和加工制板过程中的工艺性错误所导致，主要包括错线、开路、短路。排除的方法是首先将加工的印制电路板认真对照原理图，看两者是否一致。应特别注意电源系统检查，以防止电源短路和极性错误，并重点检查系统总线(地址总线、数据总线和控制总线)是否存在相互之间短路或与其他信号线路短路。必要时利用万用表的短路测试功能，这样可以缩短排错时间。

2. 排除元器件失效

造成这类错误的原因有两个：

（1）元器件买来时就已坏了。

（2）由于电路错误或安装错误造成器件烧坏，可以采取检查元器件与设计要求的型号、规格和安装是否一致。在保证安装无误后，用替换方法排除错误。一般多属于第二种情况。

3. 排除电源故障

在通电前，一定要检查电源电压的幅值和极性，否则很容易造成集成块损坏。加电后检查各插件上引脚的电位，一般先检查 V_{cc} 与 GND 之间电位，若在 4.8～5.2V 之间属正常。若有高压，联机仿真器调试时将会损坏仿真器等，有时会使应用系统中的集成块发热损坏。

9.3 软件设计

9.3.1 软件的设计流程

软件的设计研制过程如图 9.3 所示，包括以下步骤：

1. 系统定义

在进行软件设计之前，必须先进行系统定义，即清楚地给出测控系统各部分与软件设计的有关特点，并进行说明，作为设计的根据。

2. 设计和编写程序

程序设计的任务是制订测控系统程序的纲要，而测控系统的程序将执行系统定义所规定的任务。程序设计的通常方法是绘制流程图，这种方法以非常直观的方式对任务进行描述。编写程序使用机器语言、汇编语言和各种高级语言，规模不大的软件采用汇编语言编写，复杂系统软件采用高级语言。程序编制后，通过具有汇编能力的开发装置生成目标程

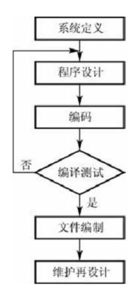


图 9.3 软件设计过程

序，经模拟试验后，直接写入 EPROM 中。程序设计过程中同时进行优化工作，节省程序所占内存空间，减少执行时间。

3. 查错和调试

查错和调试是微机化测控系统软件设计中很重要的步骤。其目的是找出并改正逻辑错误或与硬件有关的程序错误。

4. 文件编制

文件编制以对用户和维护人员最为合适的形式来描述程序。适当的文件编制也是软件设计的重要内容。它不仅有助于设计者进行查错和测试，而且对程序的使用和扩充也是必不可少的。文件如果编得不好，程序就难以维护和使用。

一个完整的应用软件，应包括以下内容：

(1) 总流程图。

(2) 程序功能说明。

(3) 参数定义清单。

(4) 存储器的分配图。

(5) 完整的程序清单和注释。

(6) 测试计划和测试结果说明。

5. 维护和再设计

软件的维护和再设计是指软件的修复、改进和扩充。当软件开始投入实际使用时，一方面可能发生各种现场问题，需要使用特殊的检测方式和维护手段；另一方面由于环境和业务拓展的需要，提出比计划更多的要求，因而要对原来的软件进行改进或扩充，以适应情况变化的需要。

9.3.2 软件的测试与运行

测试是为了发现错误而执行程序，以验证编制出来的软件无错，这需要花费大量的时间，有时调试程序比编制程序更复杂。

测试的关键是如何设计测试用例，常用的方法有功能测试法和程序逻辑测试法。

1. 功能测试法

功能测试法并不关心程序的内部逻辑结构，而只检查软件是否符合它预定的功能要求。因此，若系统在现场中可能遇到的各种情况都已输入系统，且都证明系统的处理是正确的，则可认为系统软件无错。但事实上，由于疏忽或手段不具备等，往往无法列出系统面临的全部情况，因此使用功能测试法测试过的软件往往仍然存在错误。

2. 程序逻辑测试法

程序逻辑测试法根据程序内部的结构来设计测试用例。用这种方法来发现程序中的可能存在的所有错误，至少必须使程序中每种可能的路径都被执行一次。

既然“彻底测试”几乎是不可能的，就要考虑怎样来组织和设计测试用例以发现提高测试的结果。下面是一些应注意的基本原则：

(1) 由编程者以外的人员进行测试会获得较好的结果。

(2) 测试用例应由输入信息与预期处理结果两部分组成，即在程序执行前，应清楚地知道输入后应有什么输出。

(3) 不仅要选用合理正常的可能情况作为测试用例，更应选用那些不合理的输入情况作为输入，以观察系统的输出响应。

(4) 测试时除了检查系统的软件是否做了它该做的工作外，还应检查它是否做了不该做的事。

(5) 长期保留测试用例，以便下次需要时再用，直到系统的软件被彻底更新为止。

在系统运行过程中，受隐含的错误、用户需求的变化、系统环境的变化和软件的最优设计等多种因素的影响，软件需要不断维护，即不断排错、修改和扩充等。

9.3.3 联机仿真调试

联机仿真需要借助仿真开发装置、示波器、万用表等工具。这些工具是单片机开发的最基本工具。

1. 硬件调试工具的选择

好的软件调试程序可以有效地发现大多数的错误，但是如果再选择一个好的硬件调试就会达到事半功倍的效果。常用的硬件调试工具有以下几种：

(1) 实时在线仿真器(In-Circuit Emulator，ICE)。ICE支持常规的调试操作，如单步运行、断点、反汇编、内存检查、源程序级的调试等。

(2) 逻辑分析仪。它是一种无源器件，主要用于时序、总线的数据处理和分析，最常用于硬件调试，但也可用于软件调试。

(3) ROM仿真器。它是用于插入目标上的ROM插座中的器件，用于仿真ROM芯片。可以将程序下载到ROM仿真器中，然后调试目标上的程序，就好像程序烧结在EPROM中一样，从而避免了每次修改程序后直接烧结的麻烦。

(4) 在线调试OCD或在线仿真(on-chip emulator)。目前解决此问题的最好方案是选用带有边界扫描接口的微处理器，用JTAG实现。

2. 编程语言的选择

编程语言的选择主要考虑以下因素：

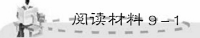
(1) 通用性。

(2) 可移植性程度。

(3) 执行效率。

(4) 可维护性。

低级语言如汇编语言，可维护性不高。高级语言程序往往是模块化设计，各个模块之间的接口是固定的，当系统出现问题时，可以很快地将问题定位到某个模块内，并尽快得到解决。另外，模块化设计也便于系统功能的扩充和升级。



VC++编程语言

Microsoft Visual C++是 Microsoft 公司推出的开发 Win32 环境程序，面向对象的可视化集成编程系统。它不但具有程序框架自动生成、灵活方便的类管理、代码编写和界面设计集成交互操作、可开发多种程序等优点，而且通过简单的设置就可使其生成的程序框架支持数据库接口、OLE2、WinSock 网络、3D 控制界面。

它以拥有"语法高亮"、IntelliSense(自动完成功能)及高级除错功能而著称。比如，它允许用户进行远程调试、单步执行等，还有允许用户在调试期间重新编译被修改的代码，而不必重新启动正在调试的程序。其编译及建置系统以预编译头文件、最小重建功能及累加连接著称。这些特征明显缩短程序编辑、编译及连接的时间花费，在大型软件计划上尤其显著。

资料来源：http://baike.baidu.com/view/2070966.htm?fromId=147824#3.

3. 联机仿真调试的原则

(1) 模块化的调试方式，注意可能有的器件的技术资料有错误，要多参考几份不同版本的相关资料。

(2) 由最熟悉到熟悉，最后是新模块。

(3) 先人-机界面，再信号调理。

(4) 先信号调理，再控制模块。

(5) 对于信号调理部分，应按照信号传输的通道顺序。

9.4 设计实例

9.4.1 恒温控制系统的设计

1. 恒温控制系统工作原理

恒温控制系统由数字温度传感器、单片机系统、温度显示系统、温控电路构成。其基

本工作原理：单片机通过程序处理和数字温度传感器进行通信，从而读取其中的温度，然后用程序处理实现数码管的控制，显示出当前的温度，当温度超出所要求的温度范围后，通过程序处理实现单片机对温控电路的控制，当温度达到要求的范围之后停止温控电路的工作，从而实现恒温控制，其工作原理框图如图 9.4 所示。

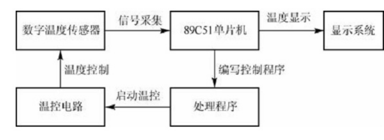


图 9.4　恒温控制系统工作原理框图

2. 硬件设计

（1）主控电路设计。由于系统是采用 AT89C51 单片机设计的，因此首先应该构建以 51 单片机为核心的最小系统，然后在此最小系统的基础上进行扩展外围接口，从而实现不同功能的控制。

单片机最小电路，由复位电路(RST)和晶振电路(为系统工作提供时钟脉冲)两部分组成，电路图如图 9.5 所示。在最小电路外围加上显示电路、温控电路及 DS18B20 的温度读取电路，再加上程序的控制即可组成一个恒温控制系统。

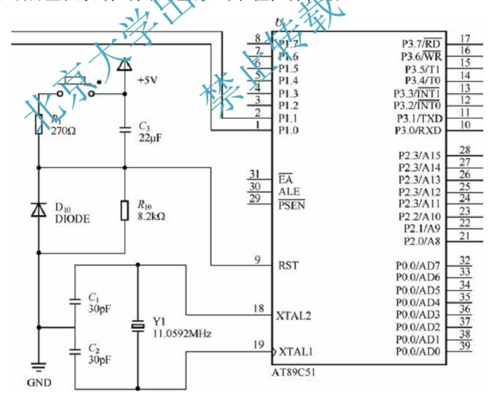


图 9.5　单片机最基本电路

（2）外围接口电路。温度传感器选择 DS18B20 芯片，是世界上第一片采用单总线方式的温度传感器。传感器接口电路的连接简单，其中数据口 DQ 和单片机的 P1.1 口相连接，如图 9.6 所示。

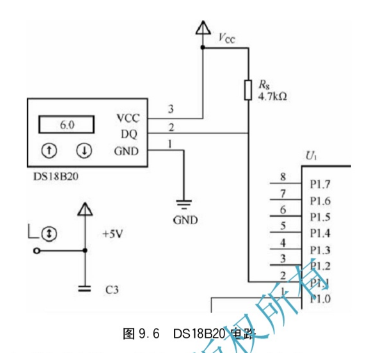


图 9.6 DS18B20 电路

(3) 码显示电路(共阳数码管)。数码显示电路是单片机的 P2、P3 口来控制的。P2 口接的是数码管的段选地址，用以显示不同的数字；P3 口接的是数码管的位选，用不同的位选以控制不同的数码管的显示情况，如图 9.7 所示。

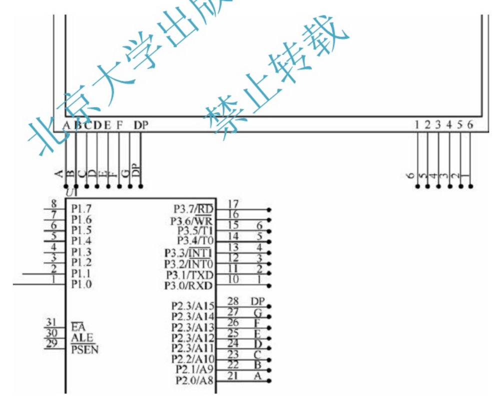


图 9.7 数码显示电路图

(4) 温度控制电路。温度控制电路是由单片机的 P1 口输出高低电平，控制晶体管 T1，从而控制继电器开/闭，采用两个发光二极管来模拟温度的控制，如图 9.8 所示。

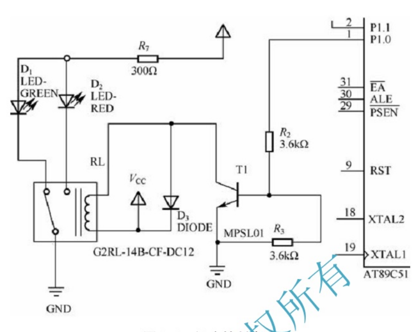


图 9.8 温度控制电路

3. 软件设计

软件系统程序包括主程序、读出温度子程序、复位应答子程序、写入子程序，以及有关 DS18B20 的程序。

(1) 主程序。主要功能是负责对 DS18B20 传感器测量温度的读取，然后再通过 C51 的程序对读出的温度进行转化处理，最后根据环境的需要对温度进行控制并通过显示设备显示出来。温度的读取显示与控制要相隔相当短的时间重复操作，以实现对温度的准确控制。

通过调用读温度子程序把从温度传感器中读出的整数部分与小数部分存放在一个字符串中，然后通过调用显示子程序显示出来，主程序的流程图如图 9.9 所示。

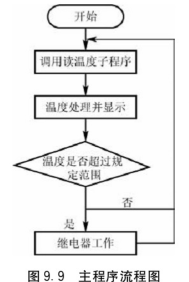


图 9.9 主程序流程图

(2) 读出温度子程序。主要功能是读出 RAM 中的 9B，在读出时需进行 CRC 校验，校验有错时不进行温度数据的改写，程序流程图如图 9.10 所示。

DS18B20 的各个命令对时序的要求特别严格，所以必须按照所要求的时序才能达到预期的目的，同时，要注意读进来的是高位在后低位在前，共有 16 位数，小数 4 位，整数 7 位，还有 5 位符号位。

(3) 温度处理并显示程序。由于单片机从 DS18B20 中读取的温度是 2B 的数据，在这 2B 的数据中高字节的 8 位数据中，高 5 位数据代表着符号位，当这 5 位全部为 1 时，表示这时所读取的温度是负值；低 3 位和低字节中的 8 位数据分别代表实时的温度，所以并不能直接将温度通过显示设备显示出来，而是需要通过相应的程序处理才能作为最终的温度显示出来，如图 9.11 所示。

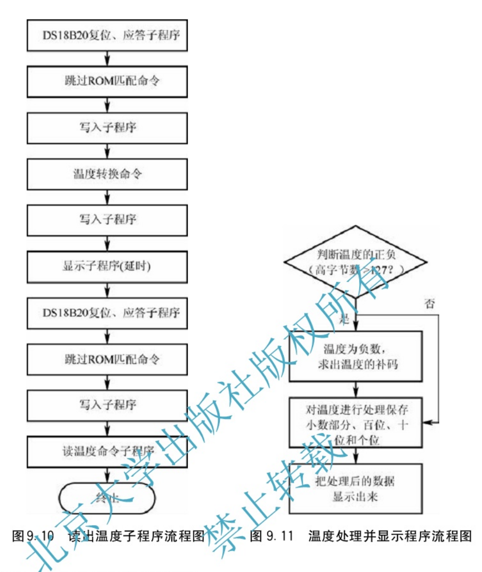


图9.10 读出温度子程序流程图　图9.11 温度处理并显示程序流程图

9.4.2 ECG心电信号采集系统的设计

1. 心电信号采集电路的设计要求

心电信号是一种典型的人体生理信号，具有生物电信号的普遍特征，如幅度小、频率低并且易受外界环境干扰，为采集和测量带来了难度。由于系统需要采集大量数据并且进行运算，所以对数据处理能力和速度也有很高的要求。如果选用处理速度很快的处理器，则相应的外设也要有与之相适应的性能指标。综合各个方面因素，电路设计要求：

（1）对微弱的心电信号进行放大和滤波等必要的信号调理。

① 设计合理的导联系统，选择合适的传感器。

② 设计合理的有源滤波器，能够进行 0.05～100Hz 的带通滤波，50Hz 陷波。

③ 实现 1000 倍的信号放大。

④ 实现信号电压抬高。

（2）进行符合要求的 A/D 转换。

（3）设计电源电路。

2. 心电采集系统总体框架

图 9.12 是心电采集系统总体设计框架图，心电信号是微弱信号，设置前置放大器用来放大心电信号；为了抑制基线漂移，设置 0.5Hz 高通滤波；由于心电信号属于低频信号，设置二阶低通巴特沃斯滤波器，消除 100Hz 以上的高频成分；为了消除 50Hz 工频干扰，设置 50Hz 双 T 陷波电路；为使心电信号不失真，设计电平抬升电路；最后设置 A/D 转换电路，使信号频率达到采样要求。

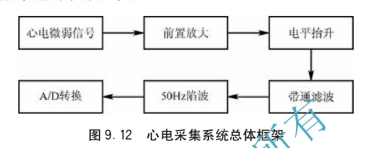


图 9.12　心电采集系统总体框架

3. 硬件电路设计

（1）前置放大电路设计。它是整个信号放大最关键的环节，关系到整个模拟采集部分的工作性能，因而它的选型非常重要。系统主要基于以下三个方面来确定前置放大器的选型。

① 心电测量中，皮肤和电极接触将引起极化电压，如果两个电极完全对称，这种极化电压数值和相位相同，将作为直流共模信号输入到心电放大器；无处不在的工频干扰也是一种共模干扰。因而所选放大器一定要有很高的共模抑制比(CMRR)，共模抑制比高能很好地抑制干扰。心电信号前置放大器的共模抑制比一般要在 80dB 以上。

② 电极和皮肤接触会存在极化电阻，而被测者身体的移动会导致极化电阻阻抗值发生变化。极化电阻可以看作是整个电路系统源电阻，和前置放大电路的输入电阻进行分压，变化的极化电阻会导致前置放大电路的分压输出处于不稳定状态。所以心电前置放大器必须具有很高的输入阻抗才能减弱心电信号的衰减影响。信号源阻抗一般在几十欧到几千欧之间，心电前置放大器的输入阻抗应该比源阻抗至少高两个数量级，以保证信号的不失真。

③ 由于电子电路温度变化而造成的零点漂移也能严重影响正常的心电信号的检测，因而要采用低温漂的元器件，尤其是在选择心电信号放大器时更要选择低温漂的产品，否则会影响放大器的输入范围，使得微弱的缓变信号无法放大，心电信号中的低频成分不能得到正确的测量。总之前置放大器的选择要从高共模抑制比、高输入阻抗、低噪声和低温漂这几个方面着手。

前置放大器的性能并不是整个实际电路的性能，还必须辅以合理的电路结构来充分发挥前置放大器的作用。前置放大器最重要的电路参数为共模抑制比参数，很大程度上取决于电路的对称性，系统采用典型的差分放大电路作为前置放大器，可以有效地提高共模抑制比。

如图 9.13 所示，U_{11} 和 U_{12} 接成射极跟随器，可以稳定输入信号，提高输入阻抗和共模抑制比；U_8 将 R_{43} 和 R_{44} 的人体共模信号检测出来用于驱动导线屏蔽层，以消除分布电容，进一步提高共模抑制比；U_{10}、R_{41}、R_{39} 和 C_{39} 构成浮地驱动电路可将人体共模信号放

大后用于激励人体右腿，从而降低共模电压，抑制 50Hz 工频干扰。极化电压差作为差模直流电压信号输入到放大器，会造成前置放大器静态工作点的偏离，严重则会导致放大器进入截止或饱和状态。这种极化电压的存在限制了前置放大级的增益，为了避免截止或饱和，前置放大电路的增益不能太大。

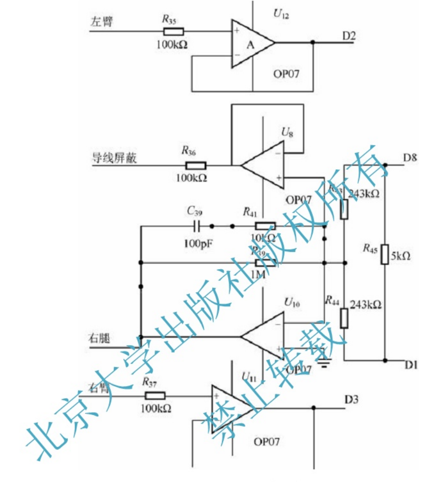


图 9.13　前置放大电路

（2）右腿驱动电路。图 9.14 为右腿驱动的具体连接电路，心电电极和电力线之间由于存在电容耦合会产生位移电流，位移电流大部分从人体流过接地，对人体是十分有害的。降低位移电流干扰的一种有效办法是采用右腿驱动法。

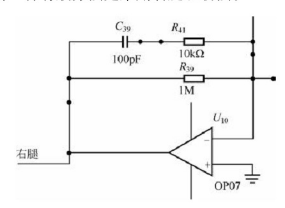


图 9.14　右腿驱动电路

由图 9.13 可知，右腿不直接接地而是接到辅助运算放大器 U_{10} 的输出。从 R_{43} 和 R_{44} 电阻节点检出共模电压，它经过辅助的反相放大器放大后通过电阻 R_{39} 反馈到右腿。人体的位移电流这时候不再流入地而是流入 R_{39} 和辅助放大器的输出。R_{39} 起安全保护作用，当病人和地之间出现很高电压时辅助放大器饱和，右腿驱动不起作用，这时候 U_{10} 等效于接地，R_{39} 此时起到限流保护作用。右腿驱动电路实际可以看成以人体为相加点的共模电压并联负反馈电路，任何流入人体的位移电流基本等于反馈电阻上的驱动电流。只要放大器的开环增益足够大，那么即使有大的位移电流流入人体，人体的电位基本保持零电位。采用右腿驱动电路，对 50Hz 干扰的抑制并不以损失心电信号的频率成分为代价。但由于右腿驱动存在交流干扰电压的反馈电路，而交流电流经人体，成为不安全因素，限流电阻通常在 1MΩ 以上。

(3) 滤波电路设计。模拟滤波器类型有低通、高通、带通、带阻及全通等。滤波电路传递函数一般采用复频率表示方式，即 S 域法。传递函数的零、极点决定了该电路具体的滤波类型。“零点”是分子 s 多项式的根，“极点”则是分母多项式的根。需要注意的是必须保证系统处于稳定状态，即极点都处于 S 平面的左半侧，否则电路会产生自激振荡。图 9.15 为二阶有源滤波器的示意图，运放接成同相放大器，其增益为 $K=\dfrac{R_2+R_1}{R_2}$。

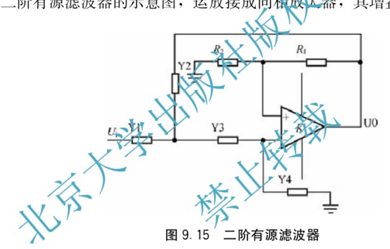


图 9.15　二阶有源滤波器

图 9.16 是带通滤波电路图，采用两个运放设计成二阶有源高通和低通滤波电路并组合成带通滤波，两个运放的增益为 1。OP-07(图中标识为 U_{13} 和 U_{14})是常用的通用放大器，价格便宜，它具有高精度、低功耗、低偏置的特点。其中 C_{40}、C_{41}、R_{46}、R_{47}、U_{13} 构成高通电路，其截止频率 $f_1=1/2\pi\sqrt{C_{40}C_{41}R_{46}R_{47}}\approx 0.03\text{Hz}$，等效品质因数 $Q=1/3$。C_{42}、C_{43}、R_{42}、R_{38}、U_{14} 组成低通电路，为了不损失心电信号的高频成分，其截止频率 $f_2=1/2\pi\sqrt{C_{42}C_{43}R_{42}R_{38}}\approx 100.7\text{Hz}$。

在实际调试过程中发现该部分电路，如果 f_2 设为 150Hz，信号发生器提供的正弦输入信号要到 200Hz 才会有明显的衰减，为了使滤波电路的选频性能更精确，带通频带上限留有的余量不是很大，实验也证明这样效果更好。

(4) 电平抬升电路。由于本系统的 A/D 转换是通过单 3.3V 电平供电的，而 ECG 信号经过放大后会是交变信号，为了使心电信号不失真，必须在把信号送到 A/D 转换之前，把电平给抬升上去。这里采用了一个 2.5V 的稳压管 LM385 经电阻分压，从而把电平抬升上去，如图 9.17 所示。

(5) 50Hz 带阻滤波器。虽然心电信号前置放大电路对 50Hz 工频干扰有很强的抑制作用，但仅仅靠共模抑制是不够的，还需要设计专门的滤波电路来滤除，模拟带阻滤波

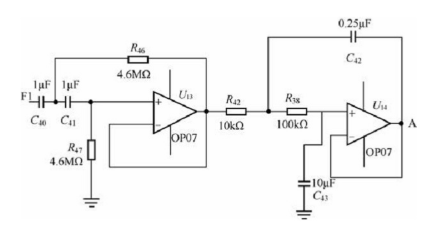


图 9.16 带通滤波电路

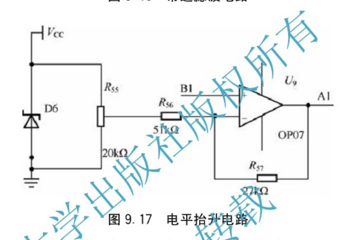


图 9.17 电平抬升电路

器，俗称陷波器。最典型的陷波电路是无源双 T 网络加运算放大器，双 T 网络实际是由低通和高通滤波器并联组合成的二阶有源带阻滤波器，两个运算放大器接成射随状态，增益都为 1。系统实际采用的电路就是这种双 T 网络构成的带阻滤波器。

如图 9.18 所示，运算放大器仍选用的是 OP-07。$R_{49}=R_{52}=R$，$C_{44}=C_{45}=C$，C_{46}、C_{35} 并联为 $2C$，R_{50}、R_{51} 并联为 $R/2$，设 $R_{53}=R_1$，$R_{54}=R_2$，该电路的传递函数为

$$A_{uf}(s)=\frac{s^2+(1/RC)^2}{s^2+\dfrac{4[1-R_2/(R_2+R_1)]}{RC}s+\dfrac{1}{R^2C^2}}=\frac{s^2+\omega_0^2}{s^2+\dfrac{\omega_0}{Q}s+\omega_0^2}$$

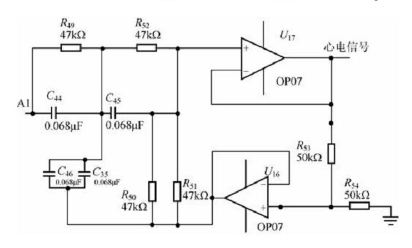


图 9.18 50Hz 陷波电路

式中，$\omega_0 = \dfrac{1}{RC}, K = 1, Q = \dfrac{1}{4[1 - R_2/(R_2 + R_1)]}$，调节 R_1、R_2 的比值可以控制 Q 的值。

取 $C_{44} = C_{45} = C_{46} = C_{35} = 0.068\mu F$，$R_{49} = R_{50} = R_{51} = R_{52} = 47k\Omega$，$R_{53} = R_{54} = 50k\Omega$，可以求得 $f_0 = 1/2\pi RC \approx 50Hz$，$Q = 0.5$，实际调试过程表明，该电路对 50Hz 的衰减在 20dB 左右，对工频干扰有一定的遏制作用，但并不能满足系统要求。

（6）A/D 转换模块电路设计。系统中 ADC0809 以查询方式与单片机 AT89C52 相连，并采用定时器 T0 定时 4ms 中断，进行 250Hz 采样。ADC0809 与 AT89C52 单片机的接口如图 9.19 所示。

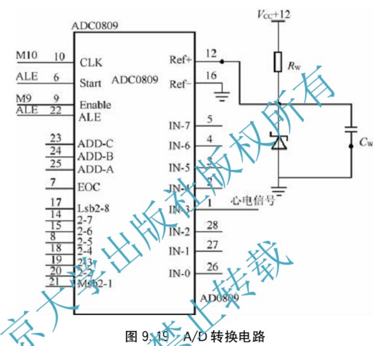


图 9.19　A/D 转换电路

由于 ADC0809 片内无时钟，可利用 AT89C52 提供的地址锁在允许信号 ALE 经 D 触发器二分频后获得 ALE 脚的频率是 AT89C52 单片机时钟频率的 1/6。如果单片机时钟频率采用 11.0592MHz，经二分频后符合 ADC0809 对时钟频率的要求。由于 ADC0809 具有输出三态锁存器，8 位数据输出引脚可直接与数据总线相连。地址译码引脚 ADD-A、ADD-B、ADD-C 分别与地址总线的低 3 位 A0、A1、A2 相连，以选通 IN0～IN7 中一个通路，系统只用到一个通道。将 P2.7(地址总线 A15)作为片选信号，在启动 A/D 转换时，由单片机的写信号和 P2.7 控制 ADC0809 的地址锁存和转换启动，由于 ALE 和 START 连在一起，因此 ADC0809 在锁存通道地址的同时，启动并进行转换。在读取转换结果时，用低电平的读信号和 P2.7 脚经一级或非门后，产生的正脉冲作为 OE 信号用以打开三态锁存器，由图 9.19 可知，P2.7 应设为低电平，ADC0809 芯片选中第三通道的地址为 7FFBH，并通过 P3.2 口查询 A/D 转换是否完成。

（7）电源电路。系统心电数据采集模块采用 9V 电池供电，各级运放的电压为±5V，需要产生的电压＋5V 和－5V。首先将 9V 电压通过芯片 7805 转换成 5V 电压，再由 LMC7660 产生－5V。其电路如图 9.20 所示。

4．软件设计

在软件设计中，软件程序分为 A/D 转换单元、数据存储单元、D/A 转换单元。

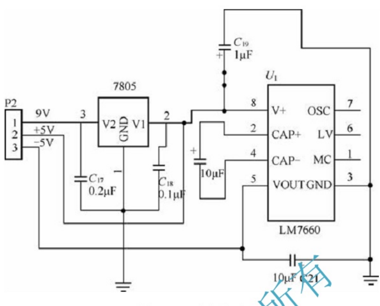


图 9.20 电源电路

其程序设计方法是先实现一个简练的主程序，首先对主程序初始化，然后调用 A/D 子程序，并以 A/D 转换器的最高速度对心电信号进行采集，同时将数据存入外部 RAM，直到将外部 RAM 占满，再按键控制回放，即按键选择回放时，便调用 D/A 子程序，将外部 RAM 中的数据取出，进行 D/A 转换，直到将外部 RAM 的数据取完。软件程序流程如图 9.21 所示。

其中部分程序为：

(1) 选择通道及启动 A/D 转换程序。

```
void AD( )
{   ST=0
    ADDCS=0              ;选择通道 IN0
    delay(10)
    ST=1                 ;启动 A/D 转换
    delay(10)
    ST=0
    while(0==EOC)
     {  OE=1
        AD_DATA[0] =P2
        OE=0
        convert(AD_DATA[0], value0)
     }
    delay(100)
    ST=0
     ADDCS=1             ;选择通道 IN1
    delay(10)
    ST=1                 ;启动 A/D 转换
    delay(10)
    ST=0
    while(0==EOC)
     {  OE=1
        AD_DATA[1]=P2
        OE=0
```

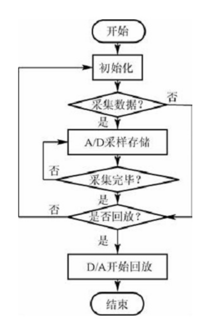


图 9.21 软件编程流程图

```
        convert(AD_DATA[1], value1)
    }
}
```

（2）检测忙碌及读写程序。

```
void Check_ Busy(void)              ;检测忙碌标志
{    DDRA=0x00
     DI=0
     RW=1
     EN=1
     while(DATA_ in&0x80)
     EN=0
     DDRA=0xff
}
void Send_ Cmd(uchar cmd)           ;写 1 字节指令
{    Check_ Busy()
     DI=0
     RW=0
     EN=1
     delay_ us(10)
     EN=0
}
```

（3）设定坐标程序。

```
void Set_ XY(uchar y, uchar x)              ;Y: 0~3  Col: 0~15//设定坐标
{     switch (y)                            选择行
    {  case 0:
            Send_Cmd(0x80+x); break         ;写入第 1 行的指定列
       case 1:
            Send_Cmd(0x90+x); break         ;写入第 2 行的指定列
       case 2:
            Send_Cmd(0x88+x); break         ;写入第 3 行的指定列
       case 3:
            Send_Cmd(0x98+x); break         ;写入第 4 行的指定列
       default:; break
    }
}
```

（4）画任意直线程序。

```
void DrawLine(uchar StartX, uchar StartY, uchar EndX, uchar EndY, uchar Color)
{    int t, distance      ;/* 根据屏幕大小改变变量类型(如改为 int 型)* /
     int x =0 , y =0 , delta_x, delta_y
     char incx, incy
     delta_x=EndX-StartX
     delta_y=EndY-StartY
     if( delta_x >  0 )
      {   incx=1   }
     else if( delta_x==0 )
         {  Draw_YLine( StartX, StartY, EndY, Color)
            delay_us(1)
```

```
            return
        }
        else   {  incx =-1  }
    if( delta_y >  0 )
     {  incy =1;}
    else if(delta_y ==0 )
         {  Draw_XLine( StartX, EndX, StartY, Color )
            delay_us(1)
            return
        }
        else   {  incy=-1 }
    if(delta_x<0) delta_x=-delta_x
    if(delta_y<0) delta_y=-delta_y
    if( delta_x>delta_y )
         {  distance=delta_x  }
    else {  distance=delta_y}
    DrawPoint( StartX, StartY, Color )
    delay_us(1)
    /*  Draw Line* /
    for( t =0; t<=distance+1; t++)
     {  DrawPoint( StartX, StartY, Color )
        delay_us(1)
        x+=delta_x
        y+=delta_y
        if( x>distance )
             {  x-=distance
                StartX+=incx
            }
        if( y>distance )
            {  y-=distance
                StartY+=incy
            }
        }
}
```


习　　题

9-1　简述测控系统设计的基本原则。

9-2　测控系统设计分为几个阶段?对各阶段工作进行描述。

9-3　怎样选择元器件?

9-4　硬件电路设计中考虑的因素有哪些?

9-5　软件设计的步骤有哪些?

9-6　简述结构化设计的基本形式及其优点。

9-7　简述联机仿真调试的原则。

附录　MCS-51 指令表

1. 数据传递类指令

助　记　符		指 令 说 明
MOV	A，Rn	(Rn) →A
MOV	A，direct	(direct) →A
MOV	A，@Ri	((Ri)) →A
MOV	A，#data	#data→A
MOV	Rn，A	(A)→Rn
MOV	Rn，direct	(direct)→Rn
MOV	Rn，#data	#data→Rn
MOV	direct，Rn	(Rn) →direct
MOV	Direct1，direct2	(direct2) →direct1
MOV	direct，A	(A) →direct
MOV	direct，@Ri	((Ri)) →direct
MOV	direct，#data	#data →direct
MOV	@Ri，A	(A)→Ri
MOV	@Ri，direct	(direct)→Ri
MOV	@Ri，#data	#data →Ri
MOV	DPTR，#data16	#data 16→DPTR
MOVC	A，@A+DPTR	((A)+(DPTR)) →A
MOVC	A，@A+PC	(PC)+1 →PC，((A)+(PC)) →A
MOVX	A，@Ri	((Ri)) →A
MOVX	A，@DPTR	((DPTR)) →A
MOVX	@Ri，A	(A)→Ri
MOVX	@DPTR，A	(A)→DPTR
PUSH	direct	(SP)+1 →SP，(direct) →SP
POP	direct	(SP) →direct，(SP)−1 →SP
XCH	A，Rn	(A) ↔ (Rn)
XCH	A，direct	(A) ↔ (direct)
XCH	A，@Ri	(A) ↔ ((Ri))

续表

助 记 符		指 令 说 明
XCHD	A，@Ri	(A0～3)↔((Ri)0～3)
CLR	C	0→cy
CLR	bit	0→bit
SETB	C	1→cy
SETB	bit	1→bit
CPL	C	$(\overline{cy})$→cy
CPL	bit	$(\overline{bit})$→bit
ANL	C，bit	(cy)∧(bit)→cy
ANL	C，/bit	(cy)∧$(\overline{bit})$→cy
ORL	C，bit	(cy)∨(bit)→cy
ORL	C，/bit	(cy)∨(bit)→cy
MOV	C，bit	(bit)→cy
MOV	bit，C	(cy)→bit

2. 算术运算指令

助 记 符		指 令 说 明
ADD	A，Rn	(A)+(Rn)→A
ADD	A，direct	(A)+(direct)→A
ADD	A，@Ri	(A)+(Ri)→A
ADD	A，#data	(A)+#data→A
ADDC	A，Rn	(A)+(Rn)+(CY)→A
ADDC	A，direct	(A)+(direct)+(CY)→A
ADDC	A，@Ri	(A)+(Ri)+(CY)→A
ADDC	A，#data	(A)+#data+(CY)→A
SUBB	A，Rn	(A)−(Rn)−(CY)→A
SUBB	A，direct	(A)−(direct)−(CY)→A
SUBB	A，@Ri	(A)−(Ri)−(CY)→A
SUBB	A，#data	(A)−(data)−(CY)→A
INC	A	累加器加1
INC	Rn	寄存器加1

续表

助记符		指令说明
INC	direct	直接地址加 1
INC	@Ri	间接 RAM 加 1
INC	DPTR	数据指针加 1
DEC	A	累加器减 1
DEC	Rn	寄存器减 1
DEC	direct	直接地址减 1
DEC	@Ri	间接 RAM 减 1
MUL	AB	(A)•(B)→AB
DIV	AB	(A)/(B)→AB
DA	A	对 A 进行十进制调整

3. 逻辑运算指令

助记符		指令说明
ANL	A，Rn	(A)∧(Rn)→A
ANL	A，direct	(A)∧(direct)→A
ANL	A，@Ri	(A)∧(Ri)→A
ANL	A，#data	(A)∧(#data)→A
ANL	A，direct，A	(direct)∧(A)→direct
ANL	direct，#data	(direct)∧(#data)→direct
ORL	A，Rn	(A)∨(Rn)→A
ORL	A，direct	(A)∨(direct)→A
ORL	A，@Ri	(A)∨(Ri)→A
ORL	A，#data	(A)∨#data→A
ORL	A，direct，A	(direct)∨(A)→direct
ORL	direct，#data	(direct)∨#data→direct
XRL	A，Rn	(A)⊕(Rn)→A
XRL	A，direct	(A)⊕(direct)→A
XRL	A，@Ri	(A)⊕(Ri)→A
XRL	A，#data	(A)⊕#data→A
XRL	A，direct，A	(direct)⊕(A)→direct

续表

助　记　符		指令说明
XRL	direct，#data	(direct)⊕#data →direct
CLR	A	0→A
CPL	A	$(\bar{A})$ →A
RL	A	A 循环左移一位
RLC	A	A 带进位循环左移一位
RR	A	A 循环右移一位
RRC	A	A 带进位循环右移一位
SWAP	A	A 半字节交换

4. 控制转移指令

助　记　符		指令说明
ACALL	addr11	(PC)+2→PC，(SP)+1→SP (PCL)→SP，(SP)+1→SP (PCH)→PC，addr11→PC10～0
LCALL	addr16	(PC)+3→PC，(SP)+1→SP (PCL)→SP，(SP)+1→SP (PCH)→SP，addr16→PC
RET		((SP))→PCH，(SP)−1→SP ((SP))→PCL，(SP)−1→SP
RET1		((SP))→PCH，(SP)−1→SP ((SP))→PCL，(SP)−1→SP　　从中断返回
AJMP	addr11	(PC)+2→PC，addr11→PC10～0
LJMP	addr16	addr16→PC
SJMP	rel	(PC)+2→PC，(PC)+rel→PC
JMP	@A+DPTR	(A+DPTR)→PC
JZ	rel	(PC)+2→PC　　若(A)=0，则(PC)+rel→PC
JNZ	rel	(PC)+2→PC　　若(A)≠0，则(PC)+rel→PC
JC	rel	(PC)+2→PC　　若(cy)=1，则(PC)+rel→PC
JNC	rel	(PC)+2→PC　　若(cy)=0，则(PC)+rel→PC
JB	bit，rel	(PC)+3→PC　　若(bit)=1，则(PC)+rel→PC
JNB	bit，rel	(PC)+3→PC　　若(bit)=0，则(PC)+rel→PC
JBC	bit，rel	(PC)+3→PC　　若(bit)=1，则 0→bit，(PC)+rel→PC

续表

助记符		指令说明	
CJNE	A，direct，rel	(PC)+3→PC	若(A)≠(direct)，则(PC)+rel→PC，若(A)<(direct)，则1→cy
CJNE	A，#data，rel	(PC)+3→PC	若(A)≠data，则(PC)+rel→PC，若(A)<data，则1→cy
CJNE	Rn，#data，rel	(PC)+3→PC	若(Rn)≠data，则(PC)+rel→PC，若(Rn)<data，则1→cy
CJNE	@Ri，#data，rel	(PC)+3→PC	若(Ri)≠data，则(PC)+rel→PC，若(Ri)<data，则1→cy
DJNZ	Rn，rel	(Rn)−1→Rn，(PC)+2→PC	若(Rn)≠0，则(PC)+rel→PC
DJNZ	direct，rel	(direct)−1→(direct)，(PC)+3→PC	若(direct)≠0，则(PC)+rel→PC
NOP		空操作	

5. MCS-51 指令系统所用符号和含义

符号	含义
addr11	11 位地址
addr16	16 位地址
bit	位地址
rel	相对偏移量，为 8 位有符号数(补码形式)
direct	直接地址单元
#data	立即数
Rn	工作寄存器 R0～R7
A	累加器
Ri	i=0，1 数据指针为 R0 或 R1
X	片内 RAM 中的直接地址或寄存器
@	间接寻址方式中，表示间址寄存器的符号
(x)	在直接寻址方式中，表示直接地址 x 中的内容
((x))	在间接寻址方式中，表示间接地址寄存器 x 指出的地址单元中的内容
→	数据传送方向
∧	逻辑与
∨	逻辑或
⊕	逻辑异或